



Universidad
Carlos III de Madrid

DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y LAS COMUNICACIONES

TRABAJO FIN DE GRADO

ESTUDIO Y DISEÑO DE ARRAYS DE SLOTS CON SUPERFICIE AMC

AUTOR: LUCÍA CABALLERO MORÓN

TUTOR: Dra. EVA RAJO IGLESIAS

12 de Julio de 2013

TÍTULO: *ESTUDIO Y DISEÑO DE ARRAYS DE SLOTS CON
SUPERFICIE AMC.*

AUTOR: *Lucía Caballero Morón*

TUTOR: *Dra. Eva Rajo Iglesias*

La defensa del presente Trabajo Fin de Grado se realizó el día 12 de Julio de 2013;
siendo calificada por el siguiente tribunal:

PRESIDENTE: Luis Garcia Gonzalo.

SECRETARIO: Luis Antonio Azpicueta Ruiz.

VOCAL: Vanessa Gomez Verdejo.

Habiendo obtenido la siguiente calificación:

CALIFICACIÓN:

Presidente

Secretario

Vocal

Agradecimientos

Con la finalización de este Trabajo Fin de Grado se acaba una etapa de mi vida, y esto gracias a muchísima gente que ha estado a mi lado en todo momento.

Lo primero de todo a mi tutora Eva, por haberme hecho posible que realice este Trabajo y haber estado siempre para echarme una mano en cualquier duda.

A mis padres y a mi hermanas, por estar siempre ahí, aguantando mis cambios de humor a lo largo de toda mi carrera, y hacerme los momentos difíciles más amenos.

A todos los amigos que he encontrado en la universidad, los antiguos (Maria del Amor, Rosa de la Pasión, Pau, Gregoria, Miguel, Guzmán, Botana) y los nuevos (los incondicionales, San, Telemático DM, Enrique), por sufrir y sobre todo reírnos juntos en los momentos buenos y los malos de la carrera, por ellos, la época universitaria ha sido por ahora la mejor de mi vida.

A mis amigos de toda la vida, sobre todo a mis chicas (Cristina, Eva y Teresa), por estar siempre ahí, por seguir estando juntos, por esas tardes y noches de reírnos sin parar.

Y por último a mi novio Zurdo, gracias a él he sacado esto adelante, por hacer que tenga confianza en mí misma, por haber estado en todo momento.

Por todo y a todos, GRACIAS!

Resumen

En los últimos años debido al desarrollo y a la aparición de nuevas tecnologías inalámbricas, las antenas microstrip han ganado gran importancia gracias a su bajo peso, su fácil integración con otros componentes y a poder amoldarse fácilmente a los escenarios donde se las quiere dar utilidad.

Este Trabajo Fin de Grado tiene el propósito de desarrollar un tipo array de antenas microstrip, que son las antenas de ranuras o slots a una frecuencia de 140 GHz con una superficie Artificial Magnetic Conductor (**AMC**). Esto se realiza con el fin de poder ver los resultados y comportamiento de este diseño a tan altas frecuencias.

La antena de slot es, como se ha mencionado anteriormente, un tipo de antenas microstrip. Este tipo de antenas son una evolución de las antenas stripline. Aparecieron en los años 50 pero no se empezaron a desarrollar y a utilizar en las telecomunicaciones hasta los años 70 debido a sus grandes pérdidas, ya que la tira de línea metalizada queda al aire, no como en stripline que está recubierta por una capa de dieléctrico y por encima con una capa de Perfect Electric Conductor (**PEC**), es decir, un conductor eléctrico perfecto.

La antena tipo slot consiste en la siguiente estructura: una capa de dieléctrico con un grosor y permitividad determinada que ejercen una gran influencia en el funcionamiento de la antena; por encima, una capa metalizada de la cual se extraerá la superficie correspondiente al tamaño del slot, y por último una tira fina metalizada debajo del dieléctrico que será la línea con la que se alimentará la antena para su correcto funcionamiento. Todo este diseño se tiene que realizar teniendo en cuenta la frecuencia a la que se está

trabajando, en este caso de 140GHz, con el fin de conseguir un correcto funcionamiento del sistema.

Para el diseño de la antena hay que tener en cuenta diferentes parámetros:

- Permitividad y espesor del dieléctrico: Se busca siempre aquel valor que consiga una eficiencia máxima de la antena, es decir, que el dieléctrico no le aporte muchas pérdidas y no baje su ancho de banda relativo.
- Longitud de la ranura: el tamaño de la ranura influye directamente en la adaptación de la antena con la frecuencia a la que se trabaja, por lo que se tendrán que realizar una serie de cálculos para que esta esté adaptada correctamente.
- Anchura de la línea de alimentación: este parámetro también tiene un papel fundamental en el correcto funcionamiento de la antena, ya que tiene que estar adaptado la línea con la antena.

El siguiente punto a tratar en la realización de este trabajo fin de grado es la presentación y diseño de una superficie **AMC**.

Los **AMC** como su nombre indica son conductores magnéticos artificiales y son tan importantes porque tienen propiedades electromagnéticas que no se pueden encontrar en la naturaleza [1]. Debido a las características de los **AMC**, estos se pueden comportar como si se tratara de un Perfect Magnetic Conductor (**PMC**). Los **PMC** son conductores magnéticos perfectos, con una impedancia teóricamente infinita. Una de las características de los **AMC** es que consiguen impedancias muy altas por lo que su funcionamiento es similar a los **PMC** [2], pero solamente en un determinado rango de frecuencias.

Teóricamente si colocamos un **PMC** debajo de un **PEC** a una distancia menor de $\lambda/4$ se produce un corte en la propagación de modos de placas paralelas, por lo que el sistema va a funcionar mejor [3].

Hay muchos tipos de superficies **AMC**, las utilizadas en este trabajo Fin de Grado son denominadas como *bed of nails*, se tratan de unos pines metálicos separados periódicamente a lo largo de la superficie. Se ha elegido este tipo de **AMC** debido a que en este

trabajo los diseños del array de slots son a 140GHz y esta superficie teóricamente trabaja mejor a frecuencias altas al ser completamente metálica [4].

Una de las características fundamentales de los AMC es que poseen una banda de frecuencias de corte llamada *stopband*, donde las ondas de superficie no se pueden propagar por lo que se supone que mejoraría el acoplo entre los slots.

Para el diseño de esta superficie, y que la *stopband* sea en la banda de frecuencias que nos interesa, se tiene que analizar el diseño de los pines. Las diferentes medidas que afectan al funcionamiento de estos son:

- El lado del pin.
- La altura del pin.
- El periodo con el que están repartidos a lo largo de la superficie.
- El hueco de aire que hay entre los pines y el dieléctrico perteneciente a la antena llamado GAP.

Estas medidas se analizarán en el capítulo 3.

Una vez que se han diseñado estos dos elementos por separado, el slot y la superficie de pines, hay que realizar la integración.

Se trata de diseñar un array de dos slots, estudiando el acoplo entre ellos y para finalizar respetando el hueco de aire con el que se ha diseñado, insertando tantos pines como sean necesarios para cubrir el espacio del array.

Con este diseño realizado se procederá a realizar las diferentes simulaciones y sacar las conclusiones pertinentes con los resultados obtenidos.

Todo el trabajo de diseño y simulación se ha realizado con el software *CST Microwave Studio*.

Como validación experimental del proyecto se ha realizado también un prototipo de la antena a una frecuencia diferente, aprovechando que existe una superficie de pines en los laboratorios del departamento de Radiofrecuencia de la Universidad Carlos III.

Para llevar a cabo las medidas experimentales se ha usado un analizador vectorial de redes.

Palabras clave: array, pines, slot, stopband.

Índice general

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Motivación	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Organización de la memoria	2
1.4. Estado del arte	3
2. DISEÑO DE LA ANTENA	7
2.1. Resultados de las simulaciones	13
3. DISEÑO DE LA SUPERFICIE AMC	17
3.1. Introducción superficies AMC	17
3.2. Diseño superficie AMC	21
3.3. Estudio de la superficie AMC	26
3.3.1. Estudio de la <i>stopband</i> variando el lado del pin	26
3.3.2. Estudio de la <i>stopband</i> variando la altura del pin	27
3.3.3. Estudio de la <i>stopband</i> variando el periodo de separación entre los pines	28
3.3.4. Estudio del <i>stopband</i> variando el parámetro GAP	28
4. DISEÑO DE ARRAYS DE RANURAS COMBINADOS CON UNA SUPERFICIE AMC	31

4.1. Teoría de arrays	32
4.2. Diseño del array y estudio del efecto en el acoplo mutuo	35
4.2.1. Estudio de acoplo en plano H	37
4.2.2. Estudio acoplo plano E	43
5. RESULTADOS EXPERIMENTALES	51
5.1. Resultados de las medidas	53
6. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS	57
6.1. Conclusiones	57
6.2. Líneas futuras	59
7. PRESUSPUESTO	61
8. APÉNDICES	63
8.1. Apéndice A: CST Microwave Studio	63
8.2. Apéndice B: Analizador vectorial de redes.	63

Lista de Figuras

1.1. Stripline y Microstrip	4
1.2. Antena tipo slot	5
1.3. Alimentación ranuras mediante guía de onda	5
1.4. Alimentación ranuras mediante línea microstrip	6
2.1. Esquema de un slot alimentado con línea microstrip	7
2.2. Aspecto del slot simple en el entorno de simulación	9
2.3. Aspecto de la línea en el entorno de simulación	9
2.4. Método cálculo anchura de la línea en el entorno de simulación CST microwave	11
2.5. Impedancia de la línea con $w = 0,24mm$	12
2.6. Impedancia de la línea con $w = 0,2196mm$	12
2.7. Parámetro s_{11} del diseño del slot inicial	13
2.8. Parámetro s_{11} del diseño del slot inicial	14
2.9. Diagrama de radiacion del slot diseñado	15
3.1. Comportamiento del plano de masa convencional frente a la superficie AMC.	20
3.2. Superficie AMC	20
3.3. Ejemplos de tipos de AMC	21
3.4. Aspecto del pin simple y valores de partida.	22
3.5. Aspecto aproximado del diseño de la estructura final del Trabajo Fin de Grado (TFG).	23

3.6. Ventana para definir condiciones de contorno en el entorno de simulación CST Microwave.	24
3.7. Aspecto de la superficie AMC en el entorno de simulación CST Microwave Studio.	25
3.8. Resultado simulación superficie AMC en CST Microwave Studio.	25
3.9. Parámetro s_{21} para diferentes medidas del lado del pin.	26
3.10. Parámetro s_{21} para diferentes medidas de la altura del pin.	27
3.11. Parámetro s_{21} para diferentes medidas del periodo.	28
3.12. Parámetro s_{21} para diferentes medidas del hueco de aire (GAP).	29
3.13. Resultado simulación superficie AMC en CST Microwave.	29
4.1. Array lineal de tres elementos.	33
4.2. Array lineal de N elementos equiespaciados y separados una distancia d.	33
4.3. Ejemplo de array plano	35
4.4. Ejemplo de array conforme	35
4.5. Propagación Campo Eléctrico en un slot.	36
4.6. Aspecto del array lineal en el entorno de simulación CST.	37
4.7. Aspecto de las líneas del array lineal en el entorno de simulación CST.	37
4.8. Parámetro s_{11} del diseño del array inicial.	38
4.9. Impedancia de las líneas del array.	38
4.10. Estudio del acoplamiento mutuo.	39
4.11. Estudio del acoplamiento mutuo del array con capa PMC.	40
4.12. Aspecto del diseño final en el entorno de simulación CST.	41
4.13. Estudio del acoplamiento mutuo del array con superficie de pines.	41
4.14. Comparación del acoplo entre el array con PMC y el array solo.	42
4.15. Comparación del acoplo entre el array con PMC y el array con pines.	42
4.16. Aspecto del array lineal en el entorno de simulación CST.	43
4.17. Aspecto de las líneas del array lineal en el entorno de simulación CST.	44
4.18. Parámetro s_{11} del array diseñado.	44
4.19. Parámetro s_{11} del array adaptado.	45

4.20. Impedancia de las lineas del array.	45
4.21. Estudio del acoplo mutuo en el segundo diseño del array.	46
4.22. Estudio del acoplamiento mutuo del array con capa PMC.	47
4.23. Aspecto del diseño final en el entorno de simulación CST.	47
4.24. Estudio del acoplamiento mutuo del array con superficie de pines.	48
4.25. Comparación del acoplo entre el array con PMC y el array solo.	48
4.26. Comparación del acoplo entre el array con PMC y el array con pines. . . .	49
5.1. Medidas del prototipo construido	51
5.2. Fotografía de la antena fabricada.	52
5.3. Fotografía de los arrays fabricados.	52
5.4. Fotografía de la superficie AMC.	53
5.5. Medidas del s11 del slot construido.	54
5.6. Montaje para la realización de medidas.	54
5.7. Resultado de las medidas del sistema completo.	55
5.8. Resultado de las medidas de los arrays con la placa metálica.	56
5.9. Resultado de las medidas de los arrays con la placa metálica.	56
6.1. Aspecto aproximado del nuevo diseño.	60
8.1. Fotografía analizador vectorial de redes, laboratorio Universidad Carlos III. .	64

Lista de Tablas

2.1. Valores iniciales del diseño del slot	8
2.2. Valores finales del diseño del slot	13
3.1. Valores iniciales del diseño del slot.	23
3.2. Valores finales del diseño del slot.	30
7.1. Resumen de las horas invertidas	61
7.2. Materiales utilizados	62
7.3. Presupuesto total.	62

Lista de Acrónimos

AMC Artificial Magnetic Conductor

DNG Double Negative

EBG Electromagnetic Band Gap

EHF Extremely High Frequency

ENG Epsilon Negative

HIS High Impedance Surface

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers

MM Metamateriales

MMIC Monolithic Microwave Integrated Circuits

MNG Mu Negative

PBG Photonic Band Gap

PEC Perfect Electric Conductor

PMC Perfect Magnetic Conductor

SNA Scalar Network Analyzar

TFG Trabajo Fin de Grado

VNA Vector Network Analyzer

INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

Este Trabajo de Fin de Grado surge de la necesidad de usar nuevos recursos de frecuencia, debido a la expansión de las aplicaciones multimedia y de comunicaciones inalámbricas.

Estos nuevos recursos de frecuencia son las frecuencias milimétricas. Las frecuencias milimétricas son las frecuencias extremadamente altas o Extremely High Frequency (**EHF**), es la banda de frecuencia más alta en la gama de las radiofrecuencias, comprende los valores de 30 a 300GHz.

Al ser una banda de frecuencias tan alta, la longitud de onda de la que estamos hablando es de milímetros, de ahí que también se la nombre como frecuencias milimétricas.

Por otra parte debido al avance en la tecnología microelectrónica, está surgiendo cada vez más una tendencia a que los sistemas de comunicación inalámbrica sean de tamaño más pequeño y con más funcionalidades, por lo que, que el tamaño de la antena sea pequeño, ligero de peso y con gran eficiencia son unas de las grandes demandas actuales.

Algunas de las aplicaciones que requieren dichas características de las antenas son el envío a alta velocidad de imágenes, sistemas de radares, etc.

Para finalizar, otro punto por el cual se ha llevado a cabo este Trabajo fin de Grado, es la utilización de **AMC**.

Los **AMC** provienen del estudio de los metamateriales, son estructuras artificiales en los que se pueden encontrar propiedades electromagnéticas que no existen en la naturaleza, como por ejemplo, la permitividad y permeabilidad negativas.

Este tipo de superficies son muy útiles debido a que tienen bandas de frecuencias en las que no se propagan las ondas electromagnéticas, característica que es aprovechada para realizar nuevos diseños de componentes y antenas.

1.2. Objetivos

Las antenas de ranura realizadas con alimentación por línea microstrip presentan un inconveniente, y es que normalmente radian parte de la energía “hacia atrás”.

Por este motivo, se suele poner por la parte trasera (debajo de la línea microstrip), un plano conductor a una determinada distancia que elimine esta radiación.

Sin embargo, este plano conductor produce, por un lado desadaptaciones de la antena, si lo colocamos demasiado cerca y por otro, si pensamos en un array de ranuras que es bastante habitual, el plano conductor, junto con el plano del slot permite la propagación de modos de placas paralelas y da lugar a un fuerte acoplo mutuo entre antenas que degrada el funcionamiento del array.

El objetivo de este trabajo es combinar antenas de ranura con superficies **AMC** realizadas a base de pines para conseguir diseños de arrays con radiación trasera y con un acoplo mutuo reducido. Además el diseño se realizará en la banda de frecuencias milimétrica, a 140GHz.

1.3. Organización de la memoria

Este trabajo de fin de grado se va a dividir en seis capítulos, cuyo contenido se describe brevemente a continuación.

El capítulo 1, es una introducción donde se pretende describir los motivos por los cuales se ha decidido llevar a cabo este proyecto y una descripción del estado del arte, es decir, en qué situación se encuentra actualmente la tecnología que estamos utilizando y

como ha ido evolucionando a lo largo del tiempo, concretamente se describe la tecnología microstrip y antenas tipo slot, que es en la que se basa dicho trabajo fin de grado.

En el capítulo 2, se describe el diseño del slot simple alimentado mediante una línea microstrip, se analiza el porqué de dicho diseño y se estudia la elección de las medidas de los elementos que lo componen y cómo afectan dichos elementos a la antena y su funcionamiento.

El capítulo 3, describe el diseño de la superficie **AMC** comúnmente llamada *bed of nails*, aunque a lo largo del proyecto también se les hará referencia como pines, debido a la forma de sus componentes. Antes de describir el diseño de los pines se hace una introducción sobre este tipo de superficies su relación con los **PMC** y las posibles funciones y aplicaciones que pueden tener si las combinamos con un **PEC**.

En el capítulo 4 se presenta el diseño completo de este **TFG**, es decir, se hace en primer lugar una breve introducción sobre arrays, dando paso al diseño de dos tipos de arrays según las posiciones relativas de los slots, estudiando en cada uno de ellos el acoplamiento mutuo que existe entre los slots, y por último el comportamiento del array junto con la superficie **AMC**.

En el capítulo 5 se incluyen una serie de medidas y resultados experimentales utilizando un prototipo del array diseñado pero a una frecuencia más baja.

Por último, el capítulo 6 contiene las conclusiones a las que se llega realizando las simulaciones y mediante los resultados obtenidos, enumerando también una serie de líneas futuras de trabajo que serán interesantes en el contexto de las tecnologías que nos ocupan.

1.4. Estado del arte

El Institute of Electrical and Electronics Engineers (**IEEE**) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas [5]

Este Trabajo fin de grado se va a basar en un tipo de antena microstrip denominada Slot (ranura en castellano).

La tecnología microstrip ha sido considerada hasta ahora como un buen candidato

frente a otro tipo de antenas para proporcionar servicios de sistemas de telecomunicaciones futuros tales como tasas de datos alta para transmisión de información multimedia, sistemas de radar para vehículos, aeronaves de alta velocidad, misiles, etc. Esto es debido a que este tipo de aplicaciones necesitan antenas de pequeño tamaño bajo coste y que se integren con facilidad con otros componentes, como se puede observar dichas características son con las que cuenta el tipo de antenas que se ha elegido para realizar este Trabajo Fin de Grado. [6] [7]

En la última década, las antenas de ranura (slot) han vuelto a ser un tema de gran interés para los ingenieros de antenas planas integradas debido a su potencial de miniaturización, relativamente amplio ancho de banda y la facilidad de fabricación que básicamente se requiere en muchas aplicaciones recientes. [8]

La tecnología microstrip se concibe por primera vez en los años 50, aunque no es hasta los años 70 cuando se empiezan a utilizar este tipo de antenas en las telecomunicaciones.

Los circuitos microstrip son una evolución de los circuitos stripline, los cuales se componen de una tira delgada de conductor dentro de un dieléctrico recubierto en la parte superior e inferior por una capa de metal. En los circuitos microstrip, se elimina la capa superior metalizada y la línea queda al aire.

La figura 1.1 muestra claramente la evolución del stripline a la tecnología microstrip.

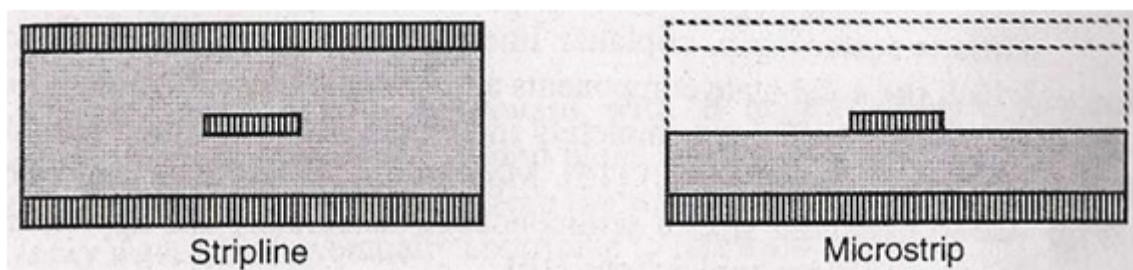


Figura 1.1: Stripline y Microstrip

A pesar de la proximidad temporal en la que aparecieron ambas tecnologías, la tecnología microstrip tardó más tiempo en ganar popularidad ya que al estar la línea al aire presenta más pérdidas de radiación cuando se utiliza para realizar circuitos, especialmente si el sustrato que se utiliza es de baja permitividad.

Las antenas de ranura consisten en una capa de metal en la cual se extrae la ranura, una capa de dieléctrico y por último la línea de alimentación, como se puede observar en la figura 1.2. [6]

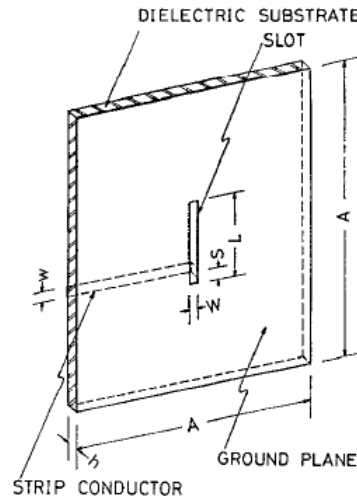


Figura 1.2: Antena tipo slot

Las ranuras se pueden alimentar de dos formas diferentes:

- Mediante guía de onda

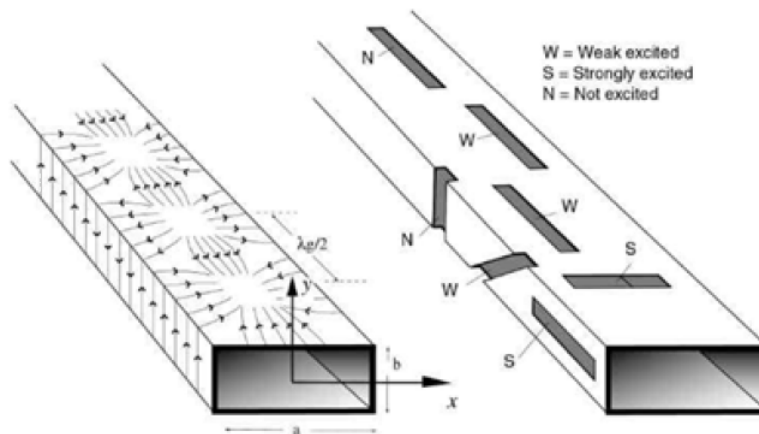


Figura 1.3: Alimentación ranuras mediante guía de onda

- Mediante líneas Microstrip

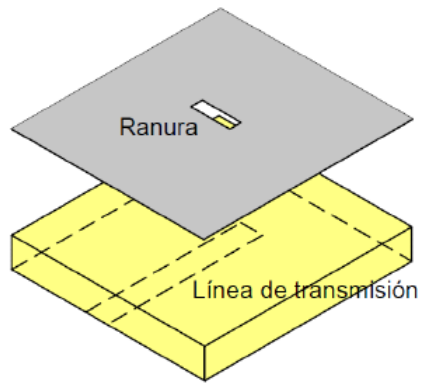


Figura 1.4: Alimentación ranuras mediante línea microstrip

Una vez que se ha explicado la motivación, objetivos, y se ha hecho una breve introducción sobre las tecnologías con las que se va a tratar en este TFG se procederá a explicar la realización de este.

Capítulo 2

DISEÑO DE LA ANTENA

Este TFG consiste en el diseño de un array de ranuras (slots) alimentado mediante una línea microstrip con una capa de AMC con el fin de reducir el acoplo entre ambas ranuras, así como la radiación trasera.

En este capítulo se va a presentar la realización del diseño del slot simple y la línea microstrip. Dicho diseño se ha realizado (como la mayoría de este TFG) con la herramienta de simulación CST Microwave Studio (descrito en el capítulo 8).

El diseño de la antena microstrip requiere una serie de características para su correcto funcionamiento:

- El grosor de la tira conductora t , debe ser mucho más pequeño comparado con la longitud de onda ($t \ll \lambda_g$), igual que el espesor del sustrato ($h \ll \lambda_g$).

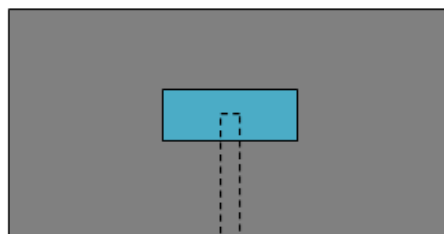


Figura 2.1: Esquema de un slot alimentado con línea microstrip

- Hay muchos tipos de sustratos que se pueden utilizar para el diseño de una antena, su constante dieléctrica, ϵ_r , estará comprendida entre $1 \leq \epsilon_r \leq 12$. Se busca siempre aquel valor que consiga una eficiencia máxima de la antena, es decir, que el dieléctrico no le aporte muchas pérdidas y no baje su ancho de banda relativo.
- Por último, el cual, normalmente en la práctica, es un sustrato metalizado al que se le quita una parte del metal mediante un proceso de fotograbado o con una microfresadora.

En la tabla 2.1 se pueden observar las especificaciones iniciales para el diseño del slot simple:

Frecuencia	140GHz
Permitividad del sustrato (ϵ_r)	3,2
Tangente de pérdidas del sustrato ($\tan\delta$)	0,0045
Grosor del sustrato (h)	100 μm
Grosor de la línea de cobre (t)	18 μm
Impedancia de la línea microstrip (Z_0)	50 Ω

Tabla 2.1: Valores iniciales del diseño del slot

La figura 2.2 y 2.3 muestra un ejemplo del aspecto que tendrá la ranura una vez diseñada teniendo en cuenta los valores de la tabla 2.1:

El diseño del slot y la línea microstrip consta de los siguientes pasos:

- Determinar el lado de la ranura (L).
- Determinar el lado del plano de masa (L_{plano}).
- Determinar la anchura de la línea (w).

El slot que se va a diseñar es de tipo rectangular, la longitud del lado mayor del slot es alrededor de la mitad de la longitud de onda [8]:

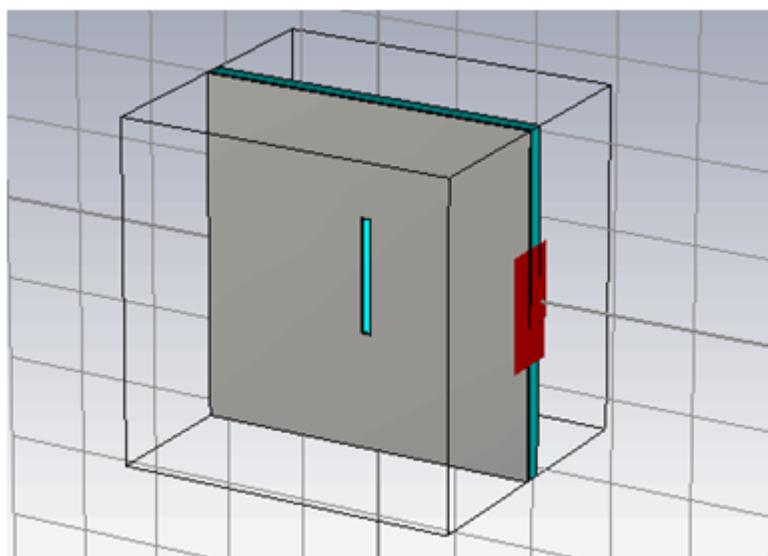


Figura 2.2: Aspecto del slot simple en el entorno de simulación

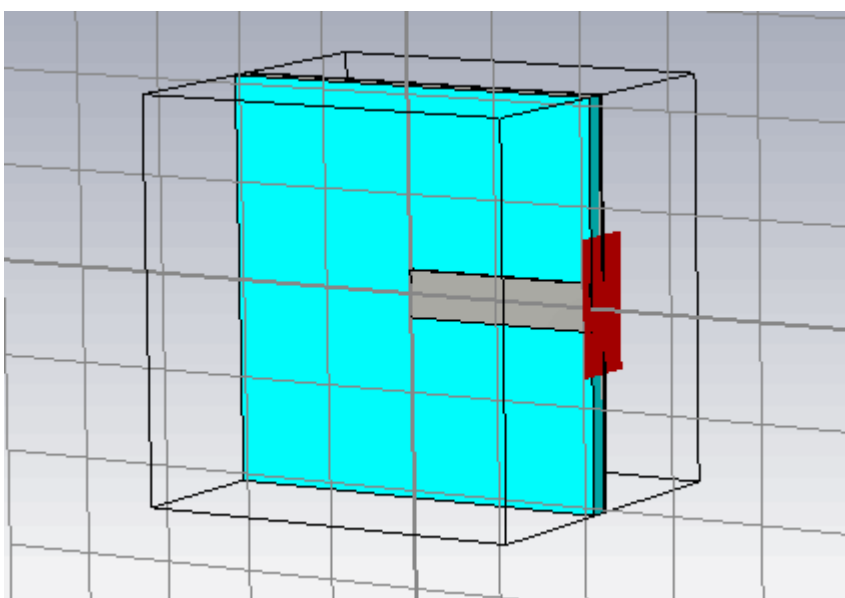


Figura 2.3: Aspecto de la línea en el entorno de simulación

$$L = \frac{\lambda_g}{2} \quad (2.1)$$

Siendo λ_g la longitud de onda calculada como en la expresión 2.2

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

Con estas ecuaciones y los valores iniciales presentados en la tabla 2.1, el lado mayor del slot rectangular tendrá el siguiente valor inicial: $L = 0,6mm$.

El lado menor del slot rectangular es, $W \ll \lambda_g$, es decir, mucho más pequeño que la longitud de onda por lo que se le ha puesto un valor de $W = 0,06mm$.

En cuanto al tamaño, tanto de largo como de ancho del plano de masa de donde se extrae el slot debe ser mucho más grande que este con el fin de disminuir los efectos de borde causados por el desbordamiento de campo en los extremos. Según estas condiciones el plano de masa será cuadrado y el triple del lado del slot, $L_{plano} = 1,8mm$.

A continuación se va a describir el diseño de la línea microstrip, en concreto su anchura. Este valor es importante ya que va a determinar la correcta adaptación de la antena, y que la línea se comporte de la manera esperada teniendo una impedancia de línea próxima a la definida en la tabla 2.1.

Este diseño se puede hacer de dos formas diferentes, con las que llegaremos al mismo resultado (cálculo analítico):

- Forma Teórica: mediante la teoría y formulas para la tecnología microstrip (cálculo analítico):

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.3)$$

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.4)$$

Donde w es la anchura de la línea y h corresponde al espesor del sustrato.

Con esto y utilizando los valores iniciales especificados en la tabla 2.1, el valor de la anchura de la línea es, $w = 0,24mm$.

- Mediante el simulador CST: Hay una opción llamada Calculate analytical line impedance, que mediante la introducción de los datos correspondientes como espesor del sustrato, de la línea, frecuencia e impedancia de la línea, te calcula la anchura de esta.

La figura 2.4 muestra la ventana correspondiente a esta opción y el valor que nos da como resultado es muy aproximado al calculado analíticamente:

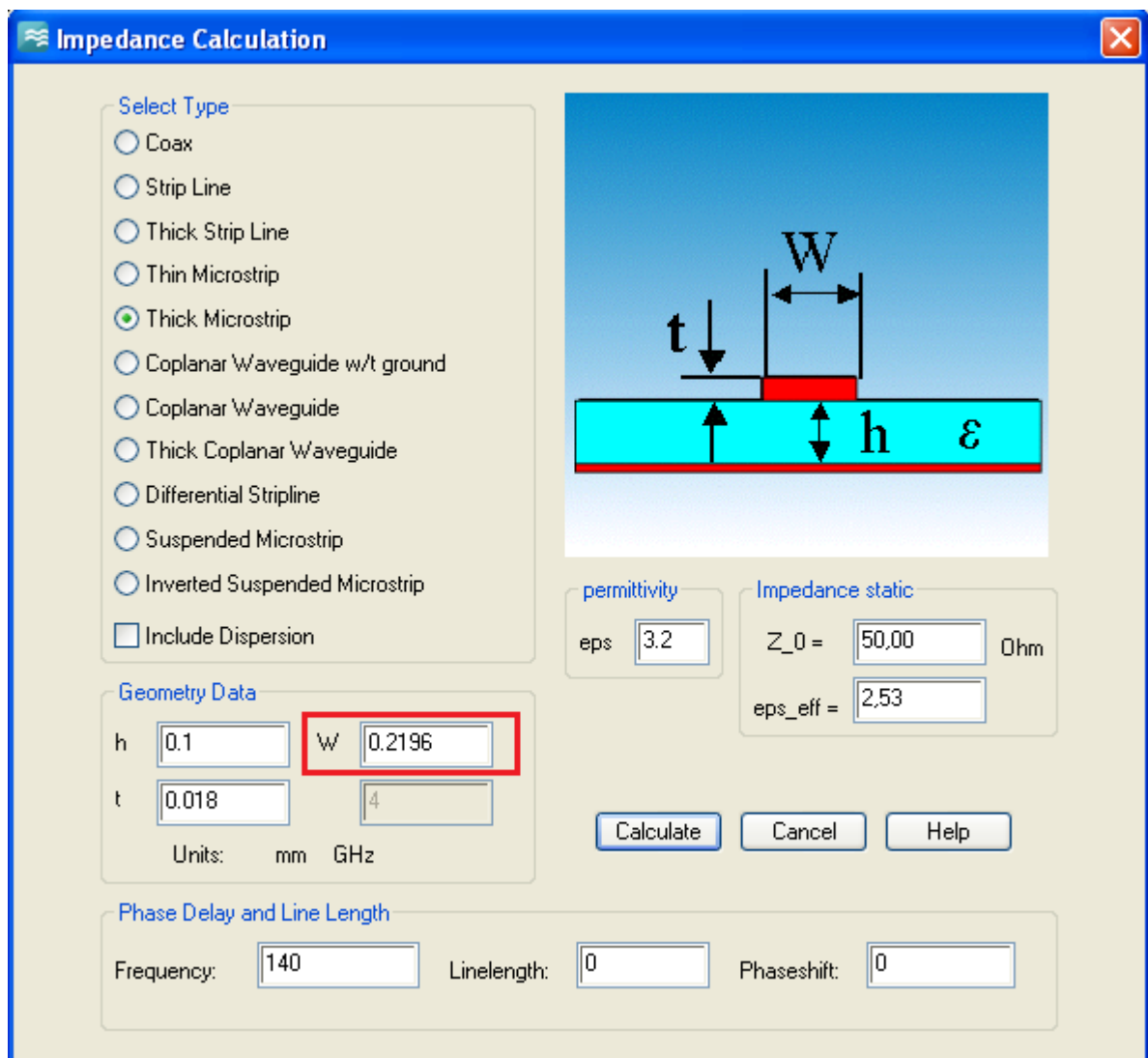


Figura 2.4: Método cálculo anchura de la línea en el entorno de simulación CST microwave

Finalmente a partir de ahora se trabajará con el primer valor, ya que haciendo las simulaciones con ambos valores se comprueba que con el primero se consigue una impe-

dancia de línea de 53Ω , mientras que con el valor que nos da CST es de 56Ω como se ven en las figuras 2.5 y 2.6:

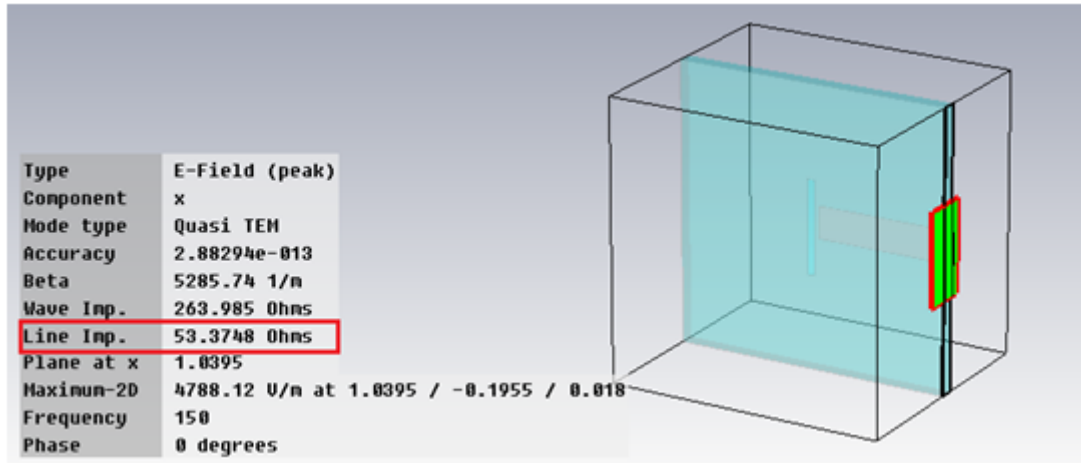


Figura 2.5: Impedancia de la línea con $w = 0,24mm$

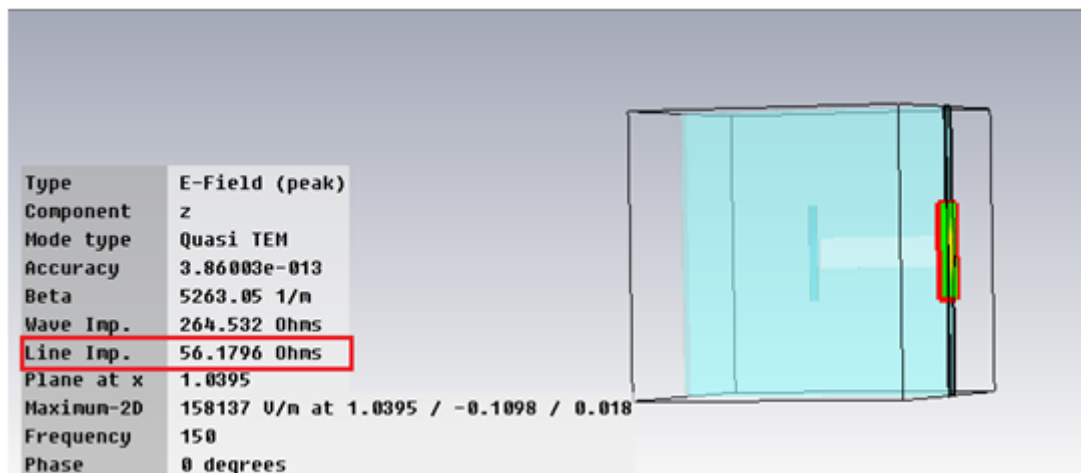


Figura 2.6: Impedancia de la línea con $w = 0,2196mm$

Una vez determinados todos los valores para el diseño de la antena, la tabla 2.1 queda como 2.2:

Frecuencia	140GHz
Permitividad del sustrato (ϵ_r)	3,2
Tangente de pérdidas del sustrato ($\tan\delta$)	0,0045
Grosor del sustrato (h)	100 μm
Grosor de la línea de cobre (t)	18 μm
Impedancia de la línea microstrip	50 Ω
Lado mayor del slot (L)	0,6mm
Lado menor del slot (W)	0,06mm
Lado del plano de masa L_{plano}	1,8mm
Anchura de la línea (w)	0,24mm

Tabla 2.2: Valores finales del diseño del slot

2.1. Resultados de las simulaciones

Una vez que se han establecido todos los parámetros de diseño de la antena, se ha diseñado en CST Microwave y se ha simulado dando como resultado la gráfica 2.7:

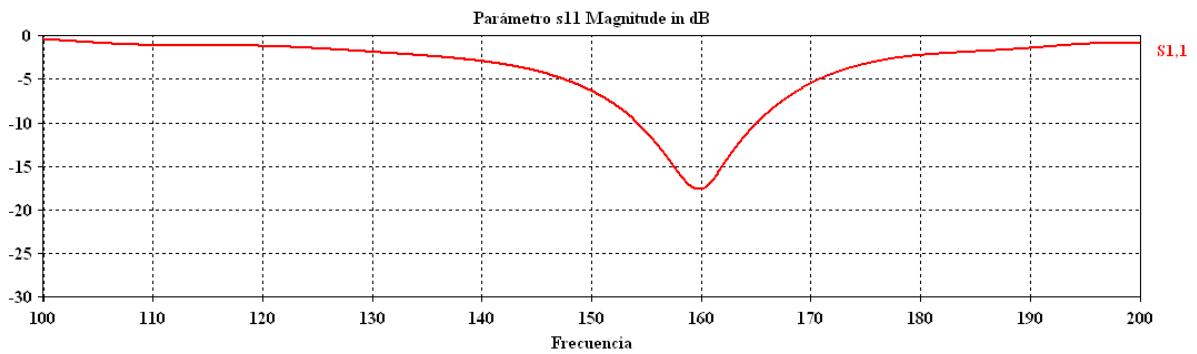


Figura 2.7: Parámetro s_{11} del diseño del slot inicial

Se observa la gráfica del s_{11} porque es el parámetro que va a dar la información de si la antena está adaptada correctamente. Representa la potencia que se refleja en el puerto de entrada de la antena de la siguiente manera:

$$s_{11} = \Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.5)$$

Donde Z_A es la impedancia característica de la antena y Z_0 es la impedancia característica de la línea a la que está conectada.

Como se puede observar en la gráfica 2.7, la antena está adaptada pero a una frecuencia diferente de nuestra frecuencia de trabajo inicial, por lo que para que funcione correctamente habrá que hacerle una serie de modificaciones.

Con la siguiente fórmula, la cual se ha utilizado para calcular el lado del slot, se puede comprobar que la frecuencia es inversamente proporcional al lado del slot, por lo que si se quiere que disminuya la frecuencia de trabajo, se tiene que aumentar el lado del slot.

$$L = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\frac{c}{f}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.6)$$

Haciendo diferentes pruebas y simulaciones se obtiene el valor correcto para que la antena esté adaptada a la frecuencia correcta. El valor de L es 0.693 mm, y su gráfica representando el parámetro s_{11} es la siguiente:

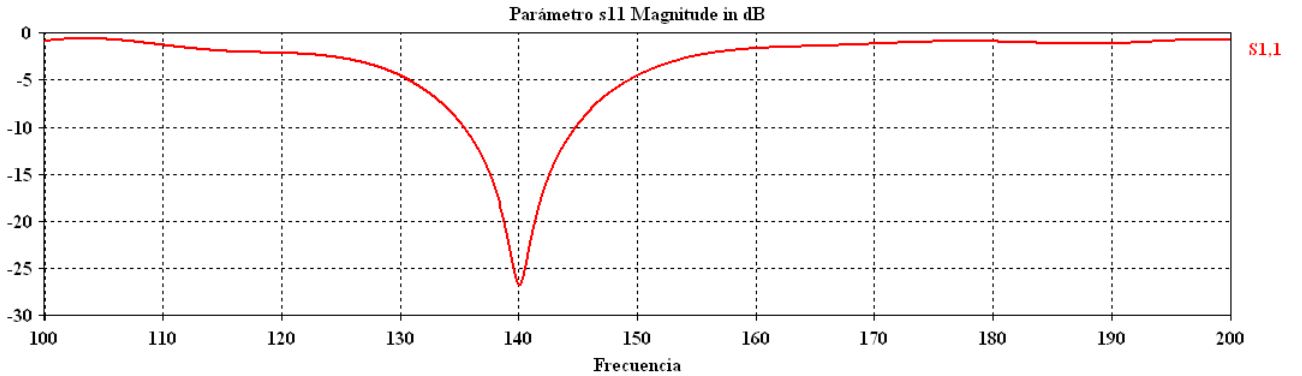


Figura 2.8: Parámetro s_{11} del diseño del slot inicial

Como se puede ver la antena está perfectamente adaptada a la frecuencia de trabajo.

Para concluir, habiendo modificado los valores de la anchura de la línea y el lado del slot para conseguir la impedancia de la línea y la buena adaptación con nuestra frecuencia de trabajo, se utilizarán estos valores a lo largo de todos los apartados de este TFG.

Por último en la figura 2.9 se puede observar el diagrama de radiación del slot.

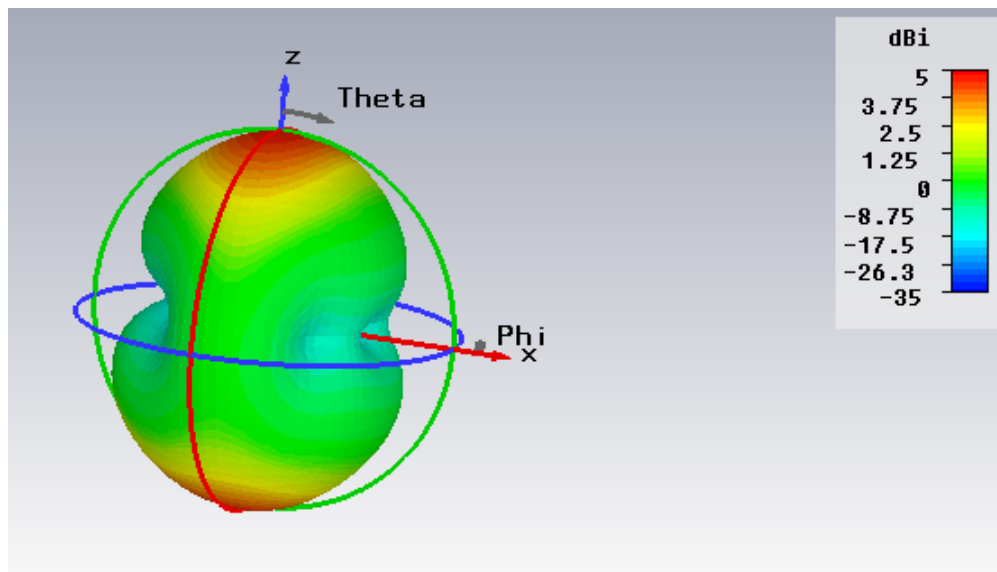


Figura 2.9: Diagrama de radiacion del slot diseñado

Como se puede observar en el diagrama de radiación, es una antena poco directiva con diagrama broadside y con una fuerte radiación trasera que normalmente es indeseada.

DISEÑO DE LA SUPERFICIE AMC

En el siguiente capítulo se va a hacer una introducción a las superficies **AMC** con el fin de comprender su funcionamiento y su utilidad en este **TFG**, dando paso a la descripción del diseño realizado y sus correspondientes resultados de las simulaciones.

3.1. Introducción superficies **AMC**

Cómo su nombre indica los **AMC** son conductores magnéticos artificiales. Antes de realizar una introducción y explicación sobre estos y su utilidad, es preferible que se comience haciendo referencia a los **PMC** y **PEC**.

Los **PEC** son superficies conductores eléctricos perfectos y los **PMC** son superficies conductores magnéticos perfectos.

Cuando sobre un plano incide una onda plana, se puede diferenciar según la fase de la onda reflejada entre conductores eléctricos perfectos (**PEC**) y conductores magnéticos perfectos (**PMC**). En los **PEC**, cuando incide una onda plana, el coeficiente de reflexión es $\Gamma = -1$ y la fase de la onda reflejada de 180° , por otra parte, cuando incide una onda plana en un **PMC** el coeficiente de reflexión es $\Gamma = 1$ por lo que la fase de la onda reflejada es de 0° comparada con la incidente.

Resulta imposible encontrar superficies **PMC** en la naturaleza, por lo que se recurren a los **AMC** que no son físicamente un **PMC** pero pueden tener el mismo comportamiento, en una banda de frecuencias.

Otra manera de diferenciar un **PEC** de un **PMC** son las condiciones de contorno de cada plano cuando incide sobre ellos una onda plana.

Se entiende como conductor eléctrico perfecto, una superficie en la cual la componente tangencial del campo eléctrico se anula:

$$\hat{n} \times \vec{E} = 0 \quad (3.1)$$

Siendo \hat{n} el vector normal a la superficie. Como consecuencia de esto, también se anula la inducción magnética normal

$$\hat{n} \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.2)$$

Se entiende como conductor magnético perfecto, una superficie en la que el componente tangencial del campo magnético se anula

$$\hat{n} \times \vec{H} = 0 \quad (3.3)$$

Como consecuencia de esto también se anulará el desplazamiento eléctrico normal

$$\hat{n} \cdot \vec{D} = 0 \quad (3.4)$$

Para concluir la descripción de un **PEC** y un **PMC** observar que debido a todo lo que se ha enunciado sobre estas dos superficies, se puede observar que un **PEC** va a funcionar como un cortocircuito ($Z = 0$) mientras que un **PMC** lo hará como un circuito abierto ($Z = \infty$).

La búsqueda de superficies artificiales magnéticas se debe a que, teóricamente, colocando un **PMC** por debajo de un **PEC** se creará un corte en la propagación de modos de placas paralelas cuando esta distancia sea menor que $\lambda/4$ [3].

La búsqueda de superficies y materiales con propiedades que no se encuentran en la naturaleza se realiza desde los años 80 debido a sus propiedades electromagnéticas como puede ser: partes reales de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética efectivas negativas, refracciones anómalas inversión del desplazamiento Doppler, entre otras. El

hecho de contar con estas superficies o materiales con este comportamiento inusual permite que se realicen diseños de antenas y componentes, completamente nuevos.

Estos materiales son comúnmente llamados Metamateriales (**MM**) y todos tienen en común que están formados por estructuras periódicas o celdas básicas como constituyentes elementales. Los metamateriales más importantes son los que tienen la permitividad y permeabilidad negativas y hay diferentes tipos según su tamaño respecto a la longitud de onda.

Así, cuando las celdas básicas son mucho menores que la longitud de onda podemos encontrarlos con materiales Epsilon Negative (**ENG**), Mu Negative (**MNG**) o Double Negative (**DNG**), mientras que si las celdas básicas son del orden de la longitud de onda se habla de estructuras Electromagnetic Band Gap (**EBG**). En este último caso, cuando el diseño corresponde a frecuencias ópticas se habla de estructuras Photonic Band Gap (**PBG**) [1]

Las superficies **AMC** son otro tipo de metamateriales y también se conocen como superficies de alta impedancia (High Impedance Surface (**HIS**)) debido a que presentan una elevada impedancia dentro de un rango de frecuencias concreto, donde la componente tangencial del campo magnético es pequeña.

Algunas de las propiedades más interesantes de los **AMC** y que no se encuentran en la naturaleza son las siguientes:

- El comportamiento de estas superficies como conductores magnéticos permiten que las corrientes imagen paralela a ellas estén en fase con la corriente original, permitiendo así que los elementos radiantes paralelos a las mismas radien de forma más eficiente independientemente de su orientación respecto al plano de masa. A consecuencia de esto, los elementos pueden situarse más cerca de la superficie **AMC**, lo que permite tener antenas de bajo perfil [9].
- Otra característica muy importante, es que presentan unas bandas de frecuencias prohibidas, llamadas *stopband*, en la cual las ondas de superficie no pueden propagarse, lo que permite realizar antenas con prestaciones mejoradas. La siguiente figura muestra dicha característica.

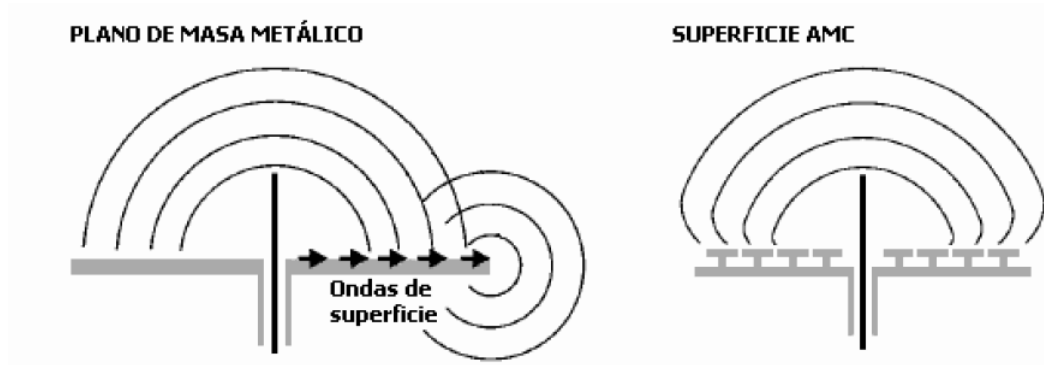


Figura 3.1: Comportamiento del plano de masa convencional frente a la superficie AMC.

Las superficies **AMC** son como se ha dicho una superficie con una serie de elementos colocados periódicamente a lo largo de la superficie, un tipo puede ser el que se observa en la siguiente figura, llamada champiñón por su forma:

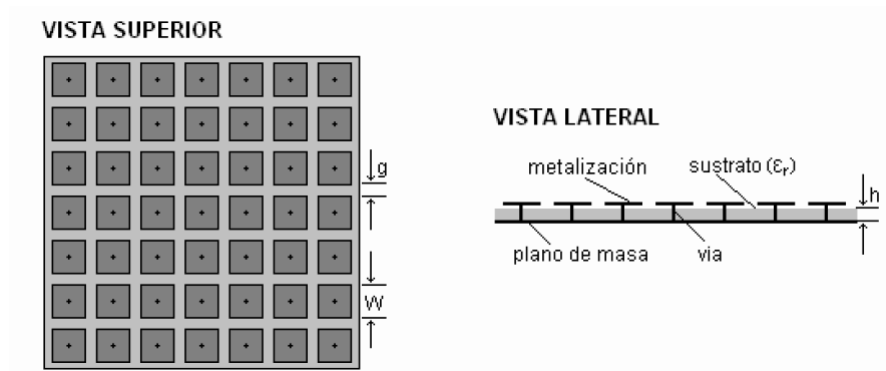


Figura 3.2: Superficie AMC

Se trata de un parche metalizado conectado al plano de masa mediante una línea, el sustrato que hay entre el parche y el plano es un dieléctrico. Este tipo es uno de los más comunes entre las superficies **AMC** [10]

También se pueden encontrar otro tipo como los anteriores pero sin el parche de arriba, simplemente unos pines metálicos cubierto con una capa de dieléctrico [11] o en vez de pines, el elemento que se repite periódicamente son una especie de muelles como se observa en la siguiente figura [12]:



Figura 3.3: Ejemplos de tipos de AMC

Para este trabajo fin de grado se ha elegido un tipo de superficie **AMC** llamado *bed of nails*. Se trata de una serie de pines metálicos colocados periódicamente a lo largo del plano metálico, como se puede observar en la figura 3.3. Los motivos que han hecho que se utilice este tipo de **AMC** es que este tipo de estructura es más favorable para trabajar a altas frecuencias, como es el caso de este trabajo, te deja más libertad a la hora de fabricarlos, ya que puedes variar la altura de estos y por último tiene una fácil integración con componentes activos como pueden ser amplificadores o con Monolithic Microwave Integrated Circuits (**MMIC**) [13].

Como se ha comentado, una de las características fundamentales de los AMC son las bandas de frecuencia prohibidas o *stopband*, en la cual las ondas de superficie no se pueden propagar. Los valores de las frecuencias de corte se pueden determinar y modificar mediante el análisis de las medidas de los pines metálicos, pero esto se tratará en el siguiente apartado de diseño de los pines, donde se verá qué medidas se ha utilizado para cada elemento y porque, y cómo influye esto en la *stopband*.

3.2. Diseño superficie **AMC**

Este apartado se va a dedicar a la descripción del diseño de la superficie **AMC**. Como se ha introducido, se trata de una estructura conocida como *bed of nails*, una serie de pines de metal, con el fin de tener pocas pérdidas a altas frecuencias, colocados periódicamente

sobre un **PEC** con el fin de que transforme un cortocircuito en un circuito abierto, es decir, conseguir que se acerque lo más posible al funcionamiento de un **PMC**.

Los **PMC** como se ha visto no existen, por tanto, solo se puede aspirar a diseñar **AMC** y que tenga más o menos las propiedades de un **PMC**. Con el diseño que se haga en este apartado, servirá para estudiar cómo usar *bed of nails* para eliminar modos de placas paralelas o disminuir el acoplo cuando se diseñe un array de slots.

La estructura simple tiene el aspecto de la figura 3.4 y tiene que cumplir una serie de especificaciones en sus medidas para que la superficie **AMC** funcione correctamente.

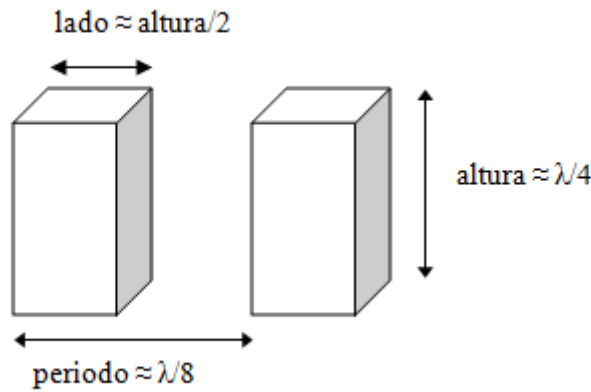


Figura 3.4: Aspecto del pin simple y valores de partida.

Esto es así porque los pines, en principio para periodos pequeños, trabajan como un **PMC** cuando la altura es igual a $\lambda/4$, en cuyo caso, transforma un cortocircuito (**PEC**) en un circuito abierto (**PMC**) [4].

Como se puede comprobar, si se pusiera los valores siguiendo las especificaciones anteriores, quedaría el lado igual que el periodo, por lo que los pines estarían juntos y no separados una distancia periódica, con lo que se ha disminuido el valor del lado de la base.

La tabla 3.1 presenta los valores finales con los que se va a diseñar el sistema de pines.

Lado	0,1mm
Altura	0,5mm
Periodo	0,2mm

Tabla 3.1: Valores iniciales del diseño del slot.

El diseño inicial de los pines para realizar su estudio, es una estructura de 5x10 pines, en la figura 3.5 se puede observar la estructura completa de lo que se va a realizar durante este TFG, que será un array de dos slots alimentados mediante dos líneas microstrip y una estructura de pines por debajo, separada por un gap de aire. Añadir, que aunque en este capítulo se analice una estructura de 5x10 pines, esto no va a afectar en su funcionamiento cuando en el diseño final aumente el número de estos.



Figura 3.5: Aspecto aproximado del diseño de la estructura final del TFG.

Para que el valor de d no supere $\lambda/4$ [4], se tiene que especificar un último valor, el del parámetro GAP que aparece en la figura, este representa el valor de la anchura de la capa de aire que está entre la línea y los pines. El valor que se ha fijado para las primeras simulaciones es el mismo que la anchura del sustrato, 0,1mm.

Teniendo todos los parámetros, se procede al diseño en la herramienta de simulación *CST Microwave Studio* y a simular el sistema de pines.

En estas primeras simulaciones, solo se estudiará el comportamiento de los pines, es decir, en el diseño no se incluirá ni la línea, ni el plano de masa donde está el slot ni la

capa final de conductor eléctrico perfecto **PEC**, para simular su estado bastará con definir una serie de condiciones de contorno en el entorno de simulación de *CST Microwave* en la parte superior e inferior de la estructura. La figura 3.6 muestra un ejemplo de ello.

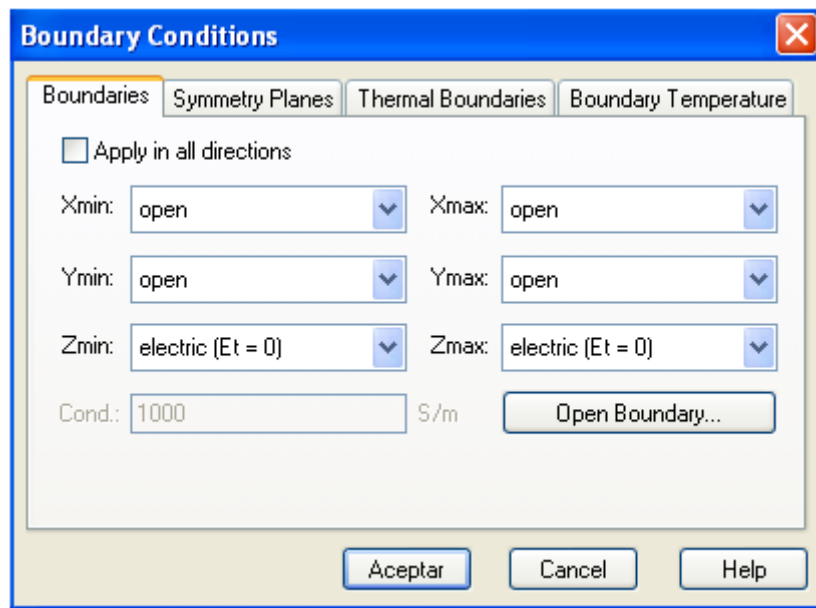


Figura 3.6: Ventana para definir condiciones de contorno en el entorno de simulación CST Microwave.

Como se puede observar en la figura 3.6 todas las condiciones de contorno son “open” menos la parte superior e inferior que se han especificado como $E_t = 0$, esto quiere decir que el campo eléctrico tangencial es cero que es justo lo que sucede en un medio conductor eléctrico perfecto, con lo que añadiendo estas condiciones se puede simular que tenemos dos capas de conductor perfecto en la parte inferior y superior.

En la figura 3.7 se puede observar el aspecto del diseño en el entorno de simulación de *CST Microwave*.

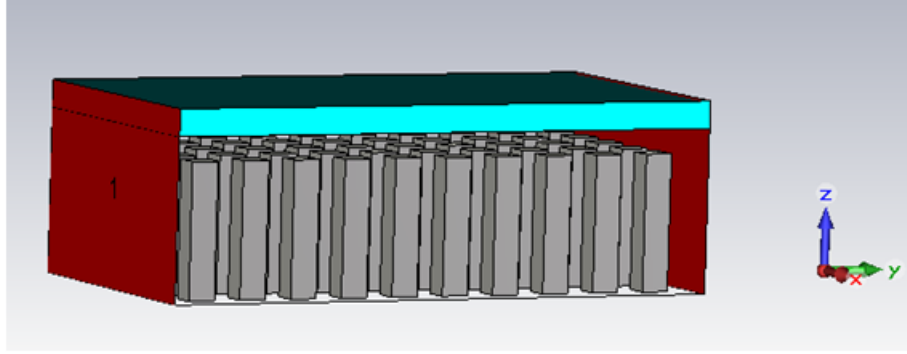


Figura 3.7: Aspecto de la superficie **AMC** en el entorno de simulación CST Microwave Studio.

Al simular el diseño, se estudiará el parámetro S_{12} , el cual mostrará la *stopband*, la banda de frecuencia en la que no se está propagando campo electromagnético entre el dieléctrico y los pines, la cual debe de estar centrada en nuestra frecuencia de trabajo para que la estructura funcione correctamente.

La figura 3.8 es la primera simulación realizada a la estructura:

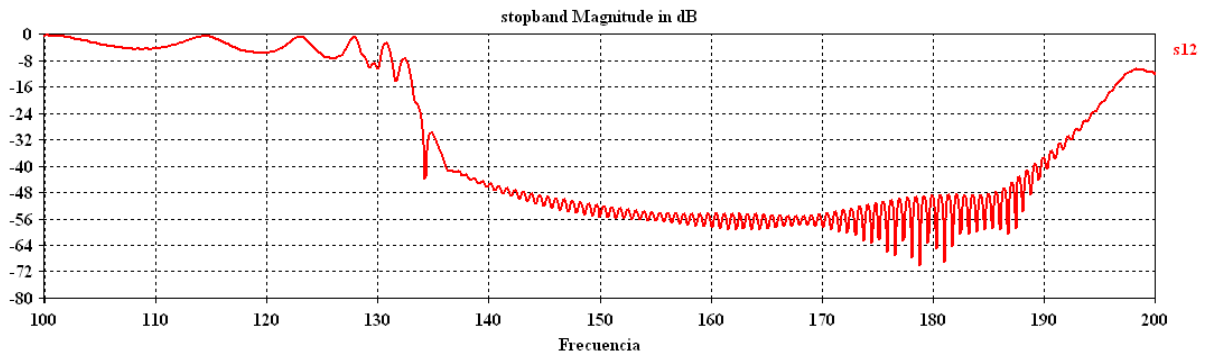


Figura 3.8: Resultado simulación superficie **AMC** en CST Microwave Studio.

Como se puede observar la banda de frecuencia no está centrada en nuestra frecuencia de trabajo pero la incluye, con lo que sería de utilidad para la aplicación. No obstante, se va a realizar un estudio de cómo varía esta banda de frecuencia según vayas variando el valor de los parámetros de la celda unidad

3.3. Estudio de la superficie **AMC**

A continuación se va a realizar un estudio paramétrico analizando el comportamiento de la estructura cuando se varían los valores de sus dimensiones. El método que se va a utilizar es el siguiente, en cada punto, se variará únicamente el valor de uno de los elementos, quedando los otros tres restantes fijos, para tener una visión más acertada de cómo afecta en el funcionamiento de la estructura y por tanto en la *stopband* cada elemento con el que se ha diseñado la superficie **AMC**.

3.3.1. Estudio de la *stopband* variando el lado del pin

En este apartado se va a analizar el efecto en la variación de la medida del lado del pin, en la gráfica de la *stopband*.

Se fija el valor de la altura, periodo de los pines, y la anchura del hueco de aire (GAP) y se va variando el lado de la base de estos con los siguientes valores: 0.05mm, 0.08mm, 0.1mm, 0.12mm y 0.15 mm.

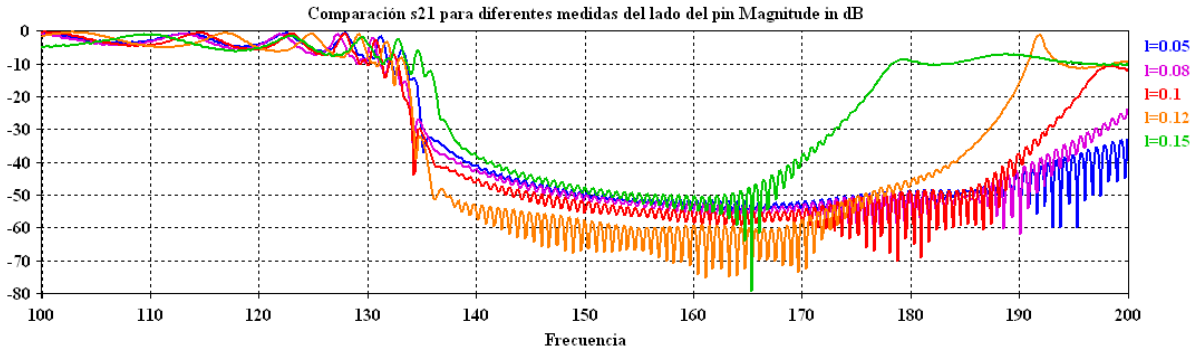


Figura 3.9: Parámetro s_{21} para diferentes medidas del lado del pin.

El valor máximo con el que se ha hecho la simulación ha sido 0.15 mm, ya que el valor del periodo es 0.2 mm, y haciendo más grande el valor del lado iban a estar solapados unos pines con otros.

Como se puede observar a medida que se aumenta el lado del pin se va haciendo más estrecho el ancho de banda de la *stopband* y a medida que aumenta se extiende a lo largo de la gráfica hacia frecuencias más altas que la nuestra.

También a medida que se disminuye el valor del lado, el nivel del *stopband* decrece, aunque tratándose de valores como -50dB ó -70dB, son ambos tan bajos que no hay apenas diferencias.

3.3.2. Estudio de la *stopband* variando la altura del pin

En este apartado se va a estudiar de nuevo los efectos que causa en la simulación de la superficie *AMC* la variación de la altura de los pines.

Como en el caso anterior se fijarán los valores restantes y vamos a variar el valor de la altura con el siguiente rango de valores numéricos: 0.4mm, 0.45mm, 0.5mm, 0.55mm y 0.6mm.

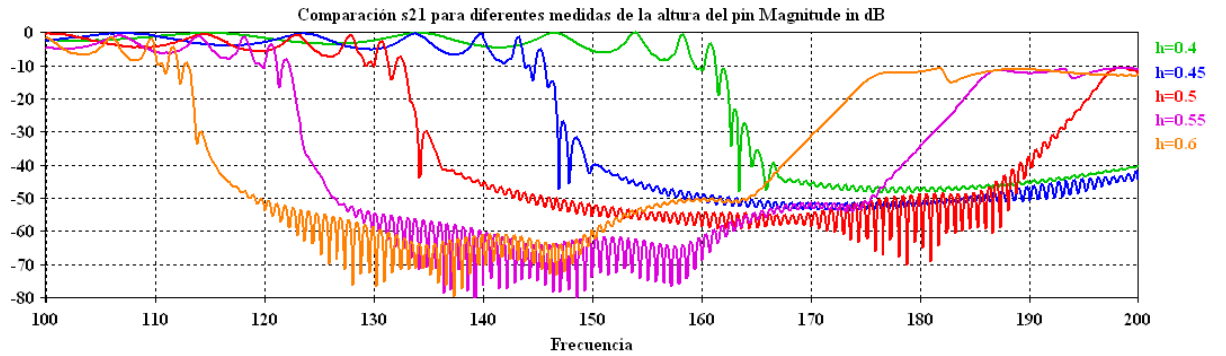


Figura 3.10: Parámetro s_{21} para diferentes medidas de la altura del pin.

Como se puede observar en la gráfica 3.10 cada vez que se va aumentando la altura de los pines la banda se desplaza hacia frecuencia más bajas, por lo que se puede deducir que la altura de los pines es inversamente proporcional a la frecuencia.

También se puede observar como en la anterior gráfica que a medida que se va disminuyendo el valor de la altura, disminuye el nivel de filtrado, aunque seguimos hablando de valores máximos de -40dB y valores mínimos de -80dB que hablando en números naturales siguen siendo valores muy bajos y se diferencian en décimas entre ellos.

3.3.3. Estudio de la *stopband* variando el periodo de separación entre los pines

En este apartado se va a estudiar la variación de la *stopband* variando el periodo con el que se colocan los pines a lo largo de la estructura. Como se ha realizado en los apartados anteriores se varía exclusivamente el valor de del periodo entre pines, dejando el resto con su valor inicial de diseño fijo.

Los valores que se dará al periodo para las diferentes simulaciones son: 0.12mm, 0.15mm, 0.18mm, 0.2mm y 0.22mm.

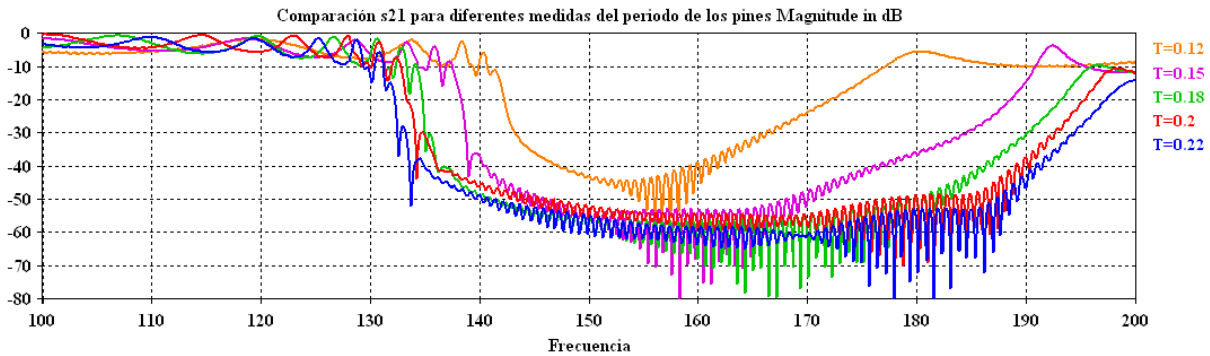


Figura 3.11: Parámetro s_{21} para diferentes medidas del periodo.

Como se puede observar en la gráfica, cuanto más juntos están los pines entre sí más estrecho es la *stopband*.

3.3.4. Estudio del *stopband* variando el parámetro GAP

Por último, en este apartado se va a estudiar el comportamiento de la estructura **AMC** al variar el elemento GAP, es decir, variando el espacio de aire que hay entre el dieléctrico y la superficie de pines metálicos.

La secuencia de valores con los que se han realizado las simulaciones son: 0.1mm, 0.15mm, 0.2mm, 0.25mm y 0.3mm.

Como se puede observar en el resultado de las diferentes simulaciones a medida que aumentamos el hueco de aire (GAP) existente entre los pines y el dieléctrico el ancho del *stopband* se va reduciendo y su límite superior se va desplazando hacia frecuencias más

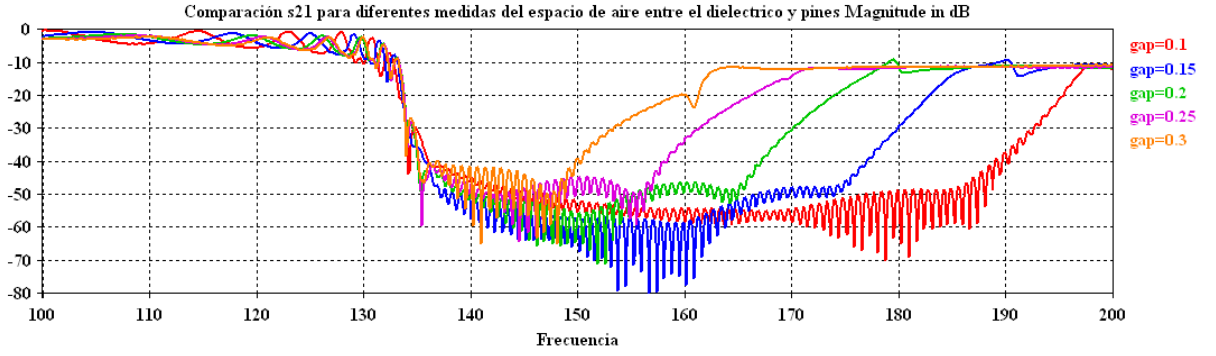


Figura 3.12: Parámetro s_{21} para diferentes medidas del hueco de aire (GAP).

bajas, por lo que se puede deducir que el parámetro gap es inversamente proporcional a la frecuencia superior de la banda y por tanto al ancho del *stopband*.

Por último, se puede sacar como conclusión de este estudio, que para un funcionamiento óptimo de la superficie *AMC* se había especificado que la *stopband* debería estar centrada en nuestra frecuencia de trabajo con el fin de evitar que se propaguen las ondas electromagnética entre placas y así evitar modos de placas paralelas en nuestro sistema, y por lo que hemos observado en las diferentes simulaciones, esto lo obtenemos variando o bien el hueco de aire con un espacio de 0.3 mm o variando la altura de los pines a una medida de 0.55mm, como hemos visto en las figuras 3.10 y 3.12.

Finalmente, haciendo una combinación de diferentes medidas se ha llegado a la siguiente simulación de la *stopband*:

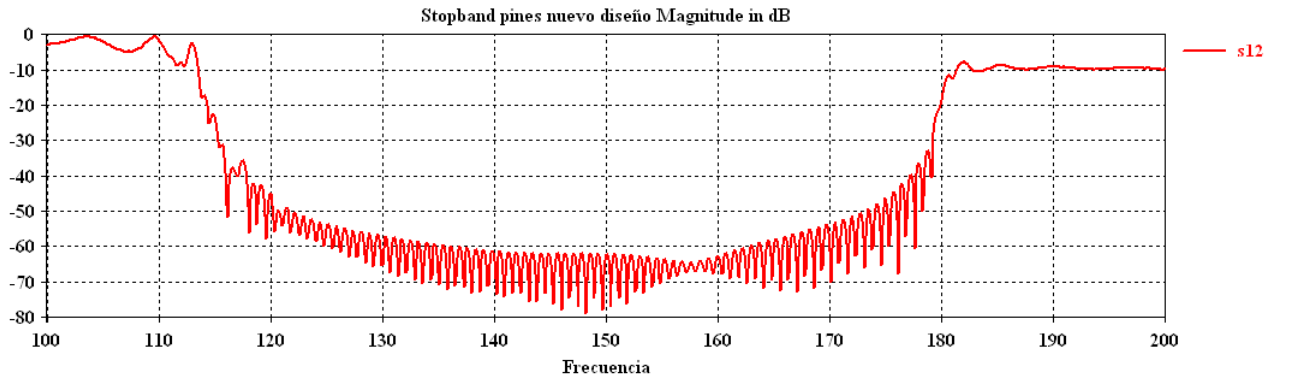


Figura 3.13: Resultado simulación superficie *AMC* en CST Microwave.

Como se puede observar, la stopband queda totalmente centrada a la frecuencia en la que se está trabajando, por lo que a partir de ahora, en los siguientes diseños a lo largo de este TFG se va a utilizar este diseño de la superficie AMC.

Las medidas finales con las que se va a trabajar quedan reflejadas en la tabla 3.2

Lado	0,12mm
Altura	0,5mm
Periodo	0,6mm
GAP	0,2mm

Tabla 3.2: Valores finales del diseño del slot.

Capítulo 4

DISEÑO DE ARRAYS DE RANURAS COMBINADOS CON UNA SUPERFICIE AMC

En este capítulo se va a llevar a cabo el diseño de la estructura completa de la que se ha hablado a lo largo de este **TFG**.

En los capítulos anteriores se ha ido introduciendo el diseño de los elementos por separado como es, el slot simple, la línea microstrip y el estudio de la superficie de pines metálico comúnmente llamado *bed of nails* .

Este capítulo se va a dividir en diferentes apartados para detallar los pasos realizados hasta llegar al diseño y simulaciones finales.

En primer lugar, como este capítulo va a tratar sobre el diseño de un array, es adecuado hacer una breve introducción sobre la teoría de arrays con el fin de entender con más claridad el diseño de este.

Después se procederá a describir el diseño del array de dos slots. Para ello se ha realizado un estudio del acoplamiento entre los slots en diferentes orientaciones de estos y con diferentes distancias entre ellas. Y por último, la introducción de la superficie **AMC** y sus correspondientes simulaciones.

4.1. Teoría de arrays

Un array es un conjunto de antenas (dos o más) las cuales son todas iguales, están alineadas de la misma manera y están conectadas por un circuito físico de tal forma que actúan como una única antena.

Los arrays presentan la gran ventaja de que permiten modificar las características de radiación de la antena variando la amplitud de las corrientes y las fases de alimentación de los distintos elementos que lo constituyen, según las necesidades de la aplicación que se vaya a diseñar.

Los arrays de antenas se utilizan para la construcción entre otros de antenas inteligentes.

Una definición de un sistema de antenas inteligentes es cualquier configuración adaptativa de múltiples antenas que mejoran el rendimiento de un sistema de comunicaciones inalámbricas.

Las ventajas de agrupar antenas se pueden resumir en el aumento de la ganancia, una mejora en el diagrama de radiación, mayor directividad del sistema. Se reducen además los efectos de multitrayecto y se mejora el nivel de interferencia con otras transmisiones, ya que es posible transmitir con menor potencia.

El campo radiado por el array se calculará como la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos por separado:

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \vec{r} \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) F_A(\theta, \phi) \quad (4.1)$$

Donde $F_A(\theta, \phi)$ se le conoce como factor de array.

Hay tres tipos de arrays:

- Arrays lineales: formado por un número de antenas que se agrupan a lo largo de una línea recta, permitiendo controlar el diagrama de radiación en el plano que contiene la línea. En la figura 4.1 vemos un ejemplo de este tipo de array.

Se pueden distinguir dos tipos de arrays lineales dependiendo de la separación que existe entre los elementos: equiespaciados o no equiespaciados.



Figura 4.1: Array lineal de tres elementos.

El ejemplo más sencillo es el de un array lineal de “N” elementos equiespaciados a lo largo del eje z separados por una distancia “d”, por lo tanto el factor de array quedaría como se muestra a continuación:

$$A_i = a_i e^{j\alpha} \quad (4.2)$$

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{j(ik_0 d \cos\theta + \alpha_i)} \quad (4.3)$$

La figura 4.2 muestra un ejemplo de un array lineal de “N” elementos y separados una distancia “d”.

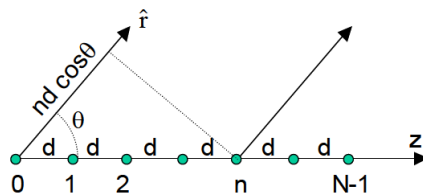


Figura 4.2: Array lineal de N elementos equiespaciados y separados una distancia d.

Las diferentes formas de excitación para este tipo de antenas son:

1. Amplitud y fase uniforme:

$$A_i = 1 \quad (4.4)$$

Este tipo de array de antenas tienen el máximo de radiación en el plano perpendicular al eje del array, es decir, en $\alpha = 90^\circ$, por ello se dice que el array es de tipo de radiación transversal o broadside.

2. Amplitud uniforme y fase progresiva:

$$A_i = ae^{j\alpha} \quad (4.5)$$

Este tipo del array, al tener la fase progresiva nos permite variar la dirección en la que apunta el lóbulo principal, es decir, nos permite variar la dirección en la cual el array es más directivo. Teniendo en cuenta esto, existe un tipo de array llamado enfire, que la dirección del lóbulo principal apunta en el eje del array.

3. Amplitudes no uniformes: Con un cambio de amplitud se puede controlar el nivel del lóbulo secundario, igual que con los cambios de fase se puede cambiar la dirección de apuntamiento del lóbulo principal del diagrama de radiación del array. Con excitaciones de amplitud simétricas y decrecientes del centro al borde se consigue reducir el nivel de los lóbulos secundarios a expensas de ensanchar el lóbulo principal, y por lo tanto reducir la directividad del array.

- Arrays planos: : los elementos se sitúan en un plano 2D para conseguir una mayor directividad y control del diagrama de radiación. Se suelen emplear para conseguir diagramas cuyo haz principal tenga forma de pincel hacia una dirección de interés.

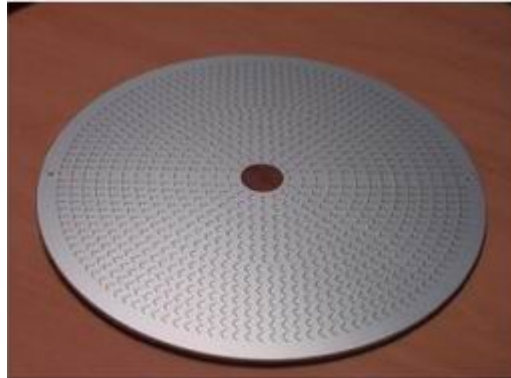


Figura 4.3: Ejemplo de array plano

- Arrays conformes: se denominan así a los arrays formados por antenas que se sitúan sobre una superficie curva. Se suelen utilizar para aplicaciones de aviónica con el fin de adaptarse a las superficies donde se les coloca.



Figura 4.4: Ejemplo de array conforme

4.2. Diseño del array y estudio del efecto en el acoplamiento mutuo

Como se ha visto en el apartado anterior, un array de antenas no es más que varias antenas (dos o más) actuando como una sola. En este **TFG** se va a estudiar un array de dos slots con amplitud y fase uniforme por lo que, como se vio en el apartado anterior

tendrá su máximo en el plano perpendicular al eje del array.

Para el diseño del array se va a partir del diseño inicial que se hizo en el capítulo 2, y por lo tanto se tomarán como base los valores de la tabla 2.2.

El estudio del acoplamiento entre slots se va a realizar en dos planos diferentes de la antena tal y como se muestra en figura 4.5.

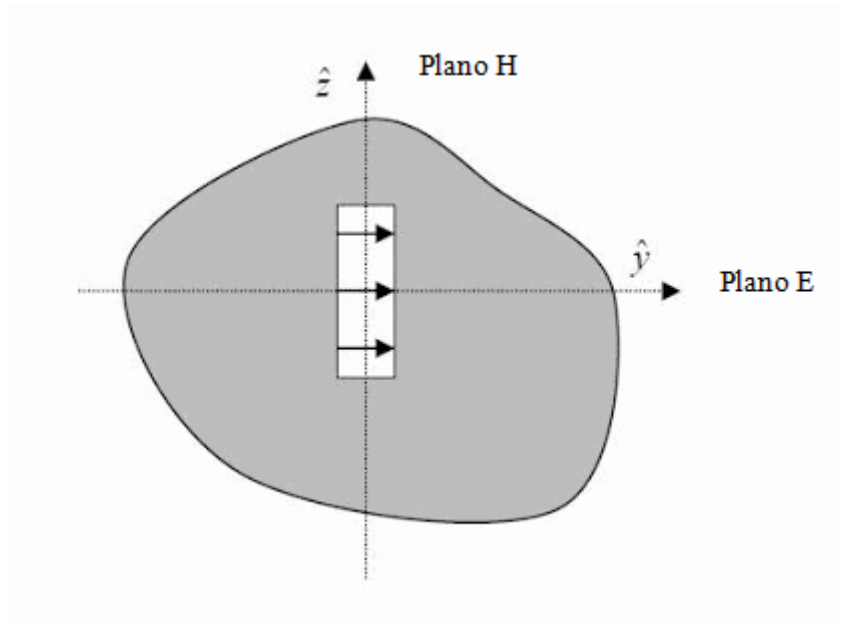


Figura 4.5: Propagación Campo Eléctrico en un slot.

El acoplamiento entre elementos de un array es un parámetro crítico al realizar el diseño de arrays, ya que si este acoplo es alto se producen desadaptaciones de algunas de las antenas del array y en general se degrada el comportamiento del array. Por ello se trata siempre de minimizar este acoplo en la medida de lo posible.

A continuación en dos apartados diferentes se mostrará el diseño y las correspondientes simulaciones de los dos tipos de arrays estudiados, es decir, dos arrays de dos slots cada uno, pero en uno estudiaremos el acoplo en el plano E y el otro el acoplo en el plano H. El acoplo es debido tanto a los campos radiados como a acoplos por alimentación (debidos a ondas de superficie o de placas paralelas según la geometría).

4.2.1. Estudio de acoplo en plano H

Partiendo del diseño del slot simple, el diseño final del array de dos slots tendrá el aspecto en el entorno de simulación que se muestra en las imágenes 4.6 y 4.7

En la figura 4.6, se muestra la parte delantera del array, es decir el plano de masa de donde se han sustraído los dos slots. En la figura 4.7, se muestra la parte trasera, es decir, las dos líneas microstrip de alimentación.

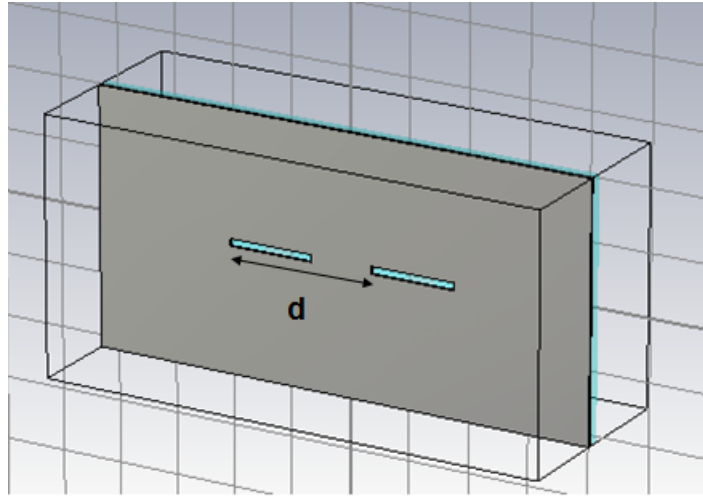


Figura 4.6: Aspecto del array lineal en el entorno de simulación CST.

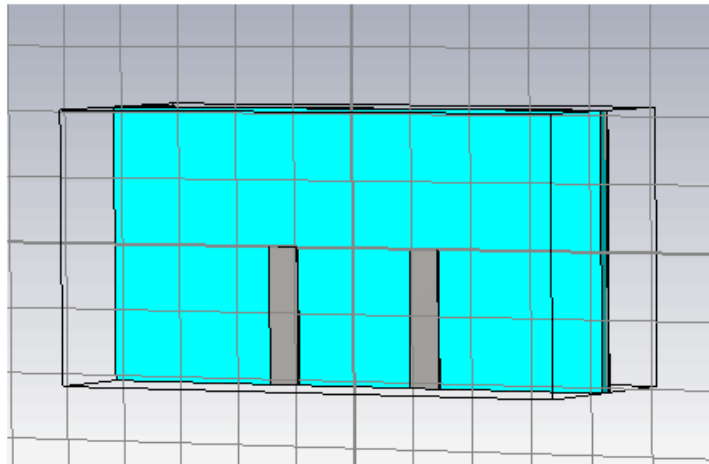


Figura 4.7: Aspecto de las líneas del array lineal en el entorno de simulación CST.

Para comprobar que el array está bien diseñado, se tienen que comprobar dos pará-

metros:

- El primero, que el array esté bien adaptado, el cuál como se ha visto en capítulos anteriores se comprueba mediante el parámetro s_{11} . Como se puede ver en la figura 4.8 el array está bien adaptado a la frecuencia que se está trabajando.

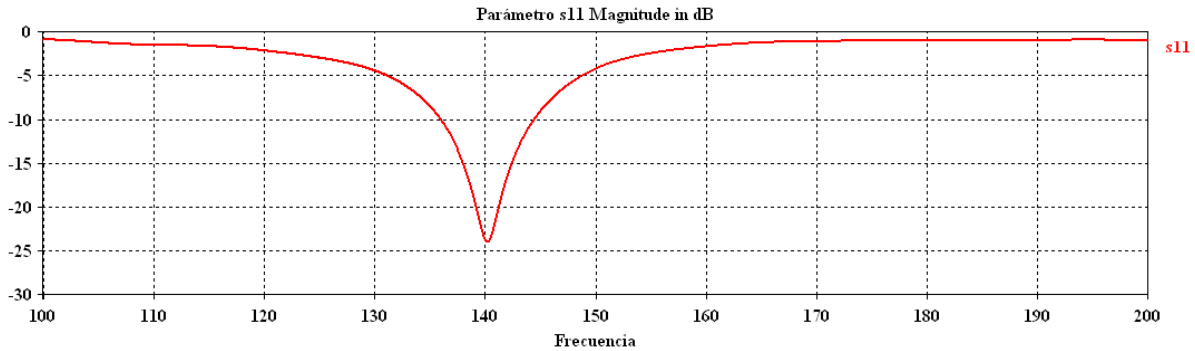


Figura 4.8: Parámetro s_{11} del diseño del array inicial.

- En segundo lugar, se tiene que comprobar que la impedancia de las líneas siguen siendo muy próximas al valor inicial de esta, es decir, un valor lo más cercano posible a 50Ω . Como se puede ver en la figura 4.9 este es nuestro caso, la impedancia de la línea es, 55Ω .

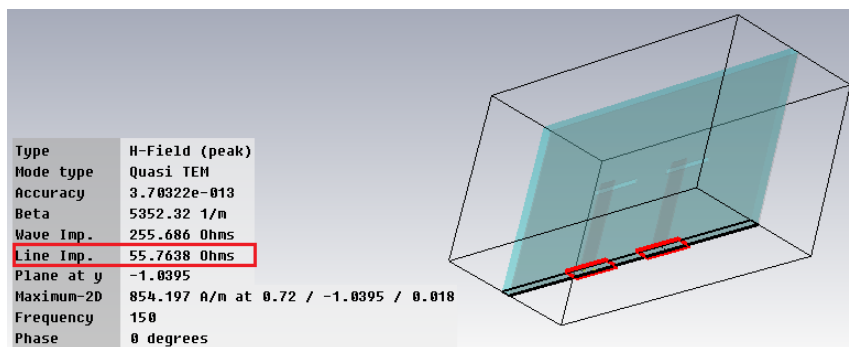


Figura 4.9: Impedancia de las líneas del array.

Una vez descritos los aspectos del diseño, se simulará el diseño del array y se estudiará el acoplo mutuo entre los slots, en función de la distancia “d”.

El acoplo mutuo se estudia analizando el parámetro s_{21} y teniendo en cuenta el s_{11} , Se trata de minimizar el valor del s_{21} , manteniendo un s_{11} por debajo de -10dB .

Vamos a estudiar distancias entre $\lambda/2$ y 2λ , en este caso la distancia mínima que se ha utilizado es $0,6\lambda$, ya que una distancia menor haría que los slots se tocasen.

Estos límites vienen determinados porque a una distancia menor de $\lambda/2$ se producen efectos de acoplamiento inductivo entre las propias antenas y sus elementos, que anula el efecto deseado y a mayor distancia de 2λ las señales que llegan a cada antena tienen tanta diferencia, tanto de fase como de nivel, que no se pueden sumar.

Otro punto a tener en cuenta en el diseño de una array, son los *grating lobes*. En un array, al aumentar la distancia entre los elementos, el lóbulo principal del diagrama de radiación se estrecha, es decir, es más directiva, pero pueden aparecer *grating lobes*. Estos son lóbulos secundarios, con la misma amplitud que el principal, por lo que el array ya no sería tan directivo en una sola dirección, sino en varias.

Por lo tanto con esta información las distancias que se han escogido para su simulación son las siguientes: $0,6\lambda$, $0,8\lambda$, 1λ , $1,2\lambda$, $1,5\lambda$, $1,8\lambda$ y 2λ .

El resultado de la simulación de puede ver en la figura 4.10

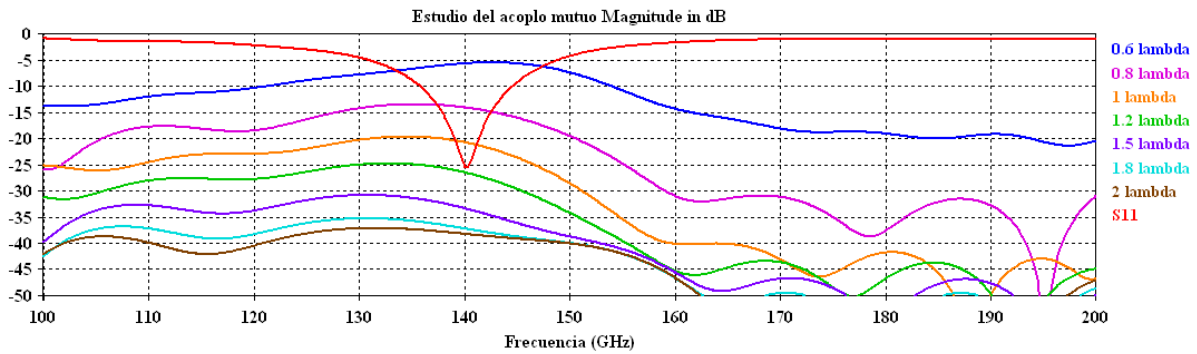


Figura 4.10: Estudio del acoplamiento mutuo.

Como se puede observa en la figura 4.10, los resultados de las simulaciones son lo esperado, según se ha introducido con anterioridad, ya que, a menor distancia entre los slots, más acoplo hay entre en estos.

A una distancia entre slots menor de $1,2\lambda$ se puede observar que el parámetro s_{21} es mayor que el s_{11} , es decir, está por encima en la gráfica, y a partir de dicho valor, los slots dejan de afectarse entre ellos.

En cualquier caso en el diseño de arrays hay que tener en cuenta que si $d > \lambda$ se producen *grating lobes*. Aún así hay diseños separados más de λ .

El propósito de este TFG es la disminución de este efecto mediante el uso de la superficie AMC, el cual como hemos visto en el capítulo 3, mediante la stop band, elimina o en su defecto disminuye el acoplamiento mutuo.

En primer lugar, antes de realizar, el diseño conjunto del array con la superficie AMC, se ha realizado una serie de simulaciones colocando una capa de aire del mismo grosor que el dieléctrico en lugar de los pines.

Gracias a la opción de las condiciones de contorno que posee el simulador CST, se va a simular que debajo de la capa de aire se va a tener un PMC, elemento que como se ha visto en el capítulo anterior no existe, definiendo en z_{min} , $H_t = 0$, es decir, que el campo magnético tangencial es cero, igual que la condición de contorno de un PMC.

Para realizar las simulaciones, se han vuelto a utilizar las distancias entre slots que se han establecido para la realización del estudio del acoplamiento entre ambos slots, el resultado de las simulaciones que se ha obtenido se muestra en la figura 4.11.

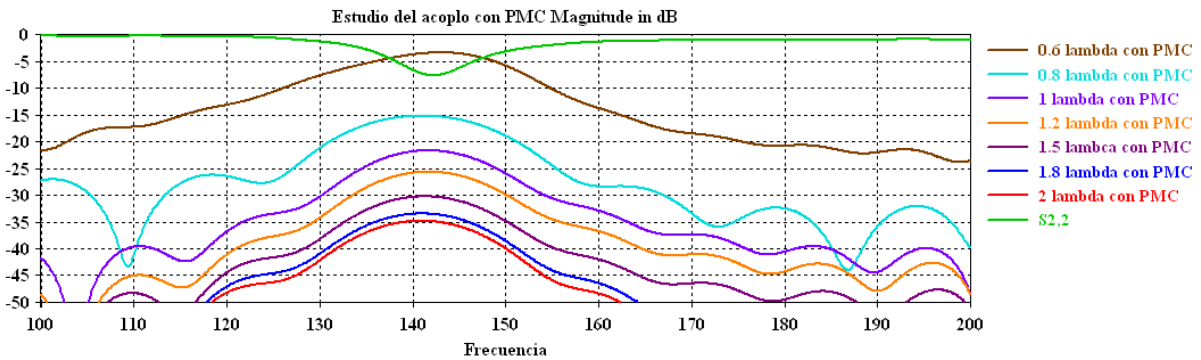


Figura 4.11: Estudio del acoplamiento mutuo del array con capa PMC.

Por último, se ha juntado el diseño del array de los dos slots junto con la superficie de pines. Se ha tomado como base el diseño inicial del array y se han añadidos tantos pines

como han sido necesarios para cubrir el espacio del array, respetando en todo momento el diseño final de estos, que se muestra en la tabla 3.2.

El aspecto de este diseño en el entorno de simulación es el que se muestra en la figura 4.12.

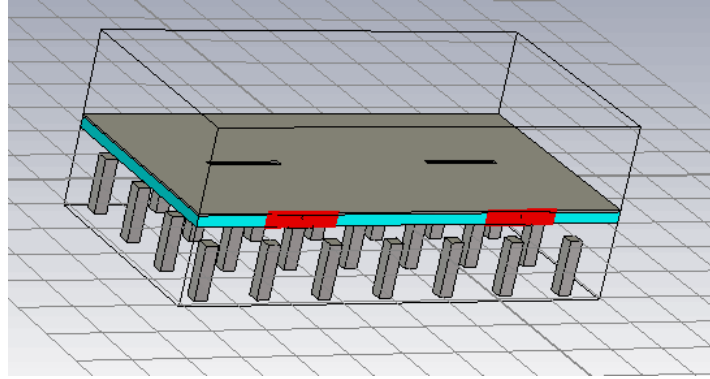


Figura 4.12: Aspecto del diseño final en el entorno de simulación CST.

Para realizar el estudio del acoplo, se ha utilizado (como se ha venido haciendo en todo el desarrollo del TFG) las distancias definidas para la primera simulación, y los resultados obtenidos son los que se muestran en la figura 4.13

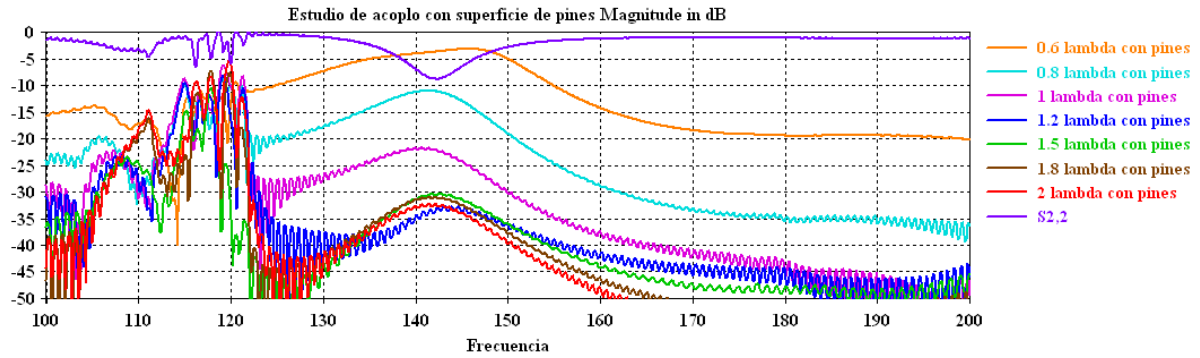


Figura 4.13: Estudio del acoplamiento mutuo del array con superficie de pines.

Con el fin de presentar de forma clara los resultados obtenidos, se va a realizar dos comparaciones de resultados diferentes:

- En primer lugar, se va a comparar el acoplo obtenido con el array solo y con la capa de PMC, para demostrar que poniendo un PMC debajo de la línea con una gap de

aire de la misma anchura que el dieléctrico se reduce el acoplo. En estos resultados no se muestran todas las distancias utilizadas a lo largo del TFG con el fin de que la gráfica se vea de manera clara. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 4.14.

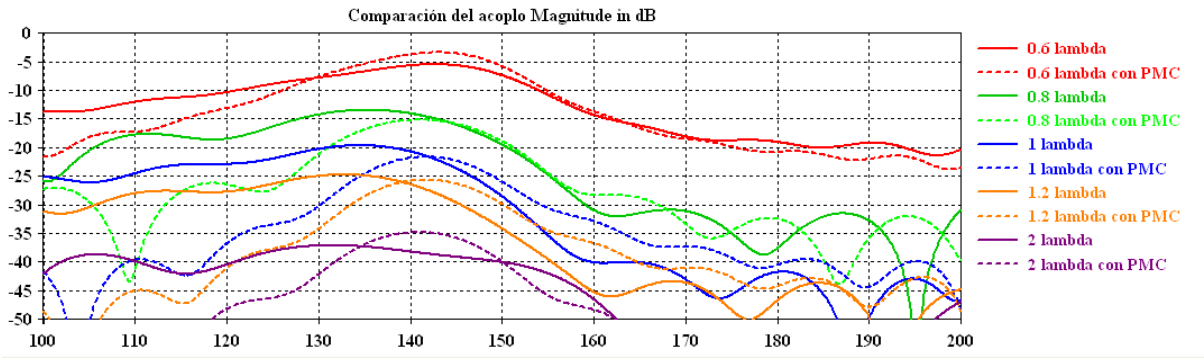


Figura 4.14: Comparación del acoplo entre el array con PMC y el array solo.

- Y en segundo lugar, se va a comparar el resultado del acoplo del array con la superficie de pines, con el diseño del array con la capa PMC. De nuevo no se utilizarán los resultados de todas las distancias simuladas con el fin de que la gráfica se vea de manera clara.

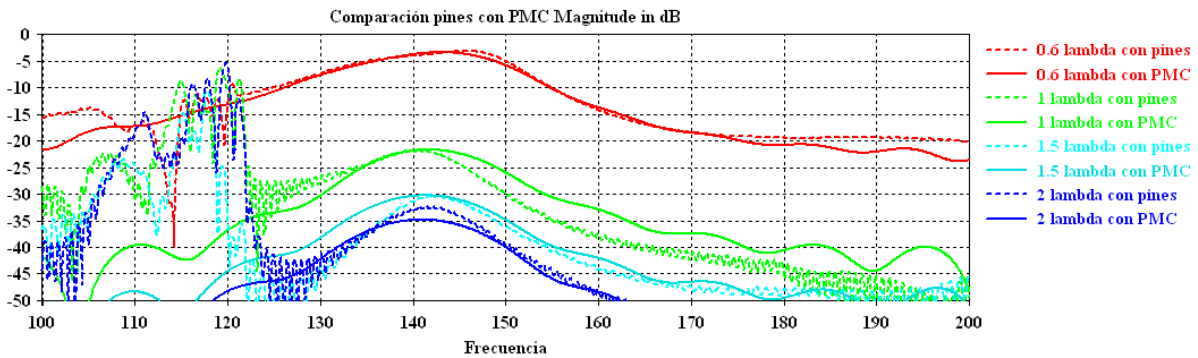


Figura 4.15: Comparación del acoplo entre el array con PMC y el array con pines.

Como se puede observar en la figura 4.15, efectivamente el comportamiento de los pines es muy similar al de PMC.

Aparentemente los mejores resultados son los de la estructura abierta, en ella no hay acoplo porque la antena pierde casi la mitad de su energía en radiar hacia atrás como se vio en el capítulo 2

4.2.2. Estudio acoplo plano E

En este apartado se va a realizar el mismo estudio que en el apartado anterior, pero variando el plano de estudio.

Para el diseño de este array se tienen en cuenta las medidas del slot simple, pero debido al cambio de plano de estudio la línea de alimentación va a estar diseñada de manera diferente que en el apartado anterior.

En la figura 4.16 y 4.17 se puede observar el diseño en el entorno de simulación de CST:

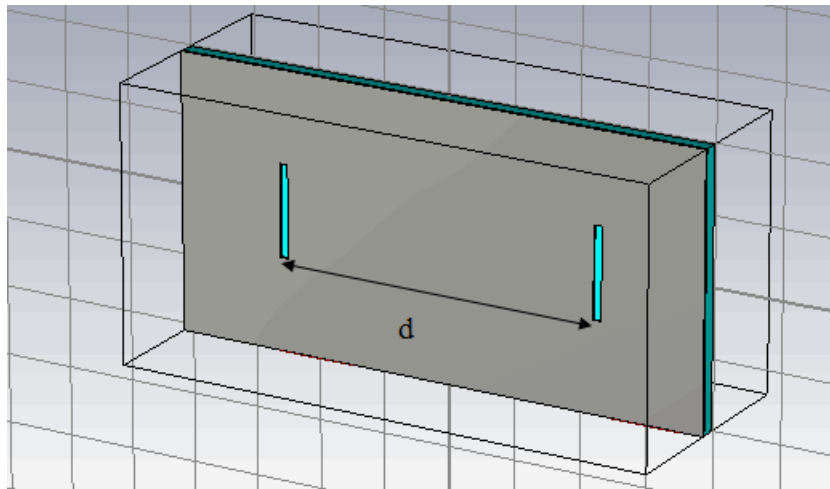


Figura 4.16: Aspecto del array lineal en el entorno de simulación CST.

Como se puede observar en la figura 4.17, el sentido de alimentación de los dos slots es el mismo, ya que si fueran en sentidos contrarios provocaríamos un nulo en la dirección máxima de radiación.

Para el diseño del array en este otro plano la dificultad del diseño se refleja en la línea de alimentación, como se puede observar en el dibujo 4 se ha realizado “un corte” en el codo de la línea con el fin de que la propagación de la onda sufra un cambio brusco de

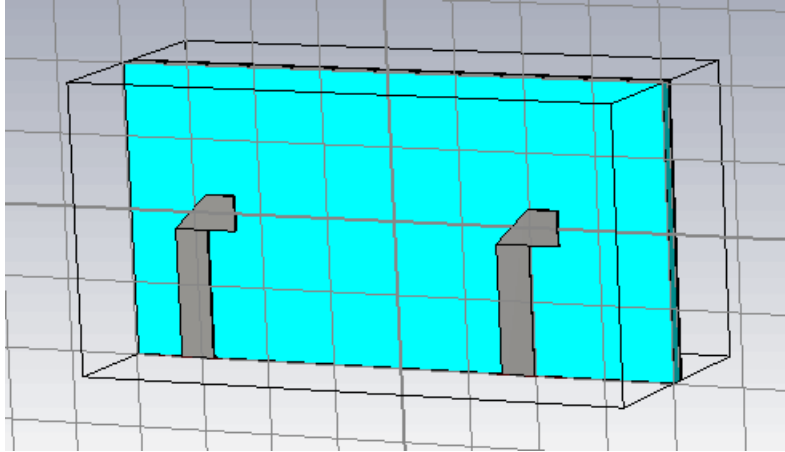


Figura 4.17: Aspecto de las líneas del array lineal en el entorno de simulación CST.

dirección y la antena este adaptada.

Como en el diseño anterior, se tiene que comprobar dos parámetros para comprobar si el funcionamiento del diseño es correcto:

- En primer lugar, se tiene que comprobar si la antena está bien adaptada, para ello como se ha venido haciendo a lo largo del TFG, se tiene que comprobar mediante el parámetro s_{11} . La figura 4.18 muestra la primera simulación del parámetro s_{11} de este diseño.

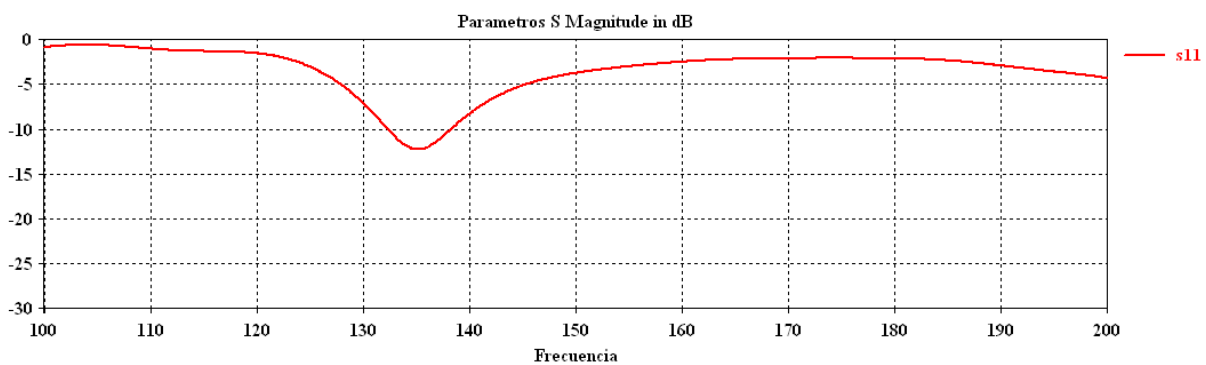


Figura 4.18: Parámetro s_{11} del array diseñado.

Como se puede observar, el array no está bien adaptado para la frecuencia en la que se está trabajando, 140GHz.

Este problema ya se resolvió en el capítulo 2, en el diseño del slot simple. Se comprobó que la frecuencia de trabajo es inversamente proporcional, por lo tanto, para aumentar la frecuencia a la que está trabajando este diseño se tiene que disminuir el lado de los dos slots de los que se compone el array.

El valor final con el que se consigue el funcionamiento adecuado del array es $L = 0,665mm$, como se puede ver en la figura 4.19:

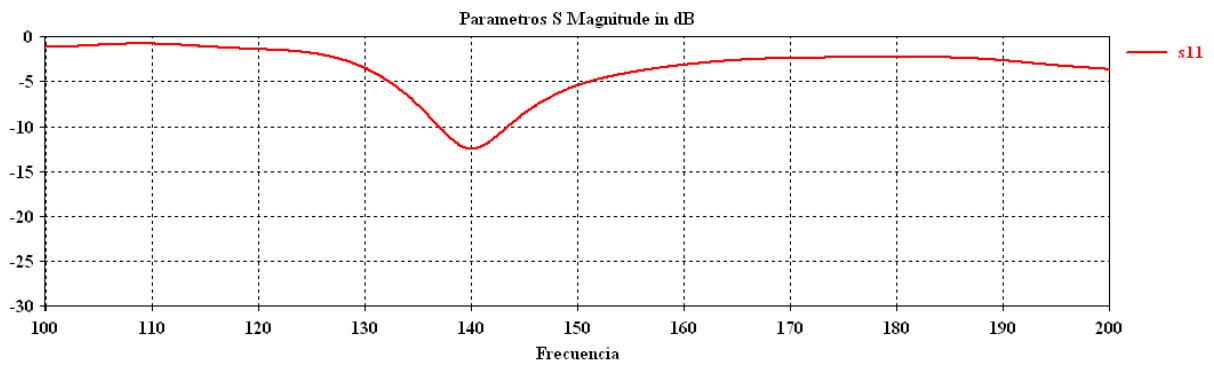


Figura 4.19: Parámetro s_{11} del array adaptado.

- El segundo parámetro a comprobar es la impedancia de la línea, la cual se muestra en la figura 4.20.

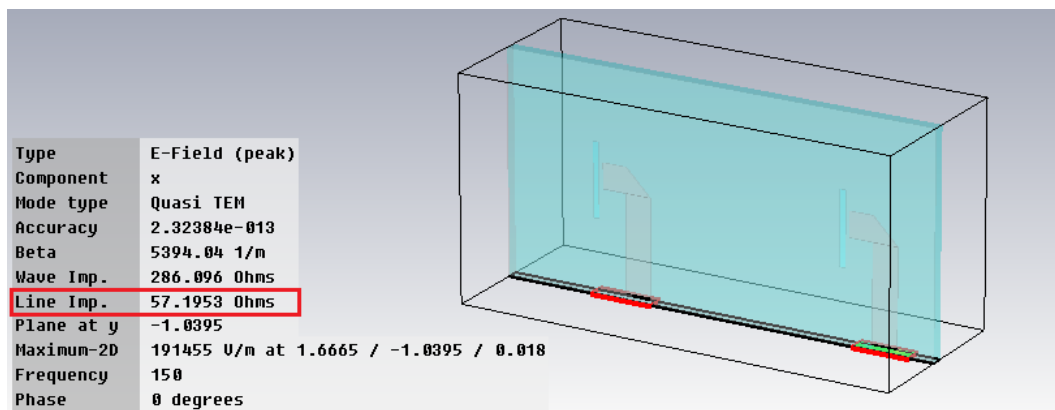


Figura 4.20: Impedancia de las líneas del array.

Una vez comprobados estos dos parámetros y verificar con la nueva longitud que la antena está bien adaptada, se procede a realizar el estudio del acoplamiento entre los dos slots.

Para ello se va a utilizar la misma secuencia de valores de separación entre los slots que se utilizó con anterioridad: $0,6\lambda$, $0,8\lambda$, 1λ , $1,2\lambda$, $1,5\lambda$, $1,8\lambda$ y 2λ .

El resultado de la simulación se puede observar en la figura 4.21.

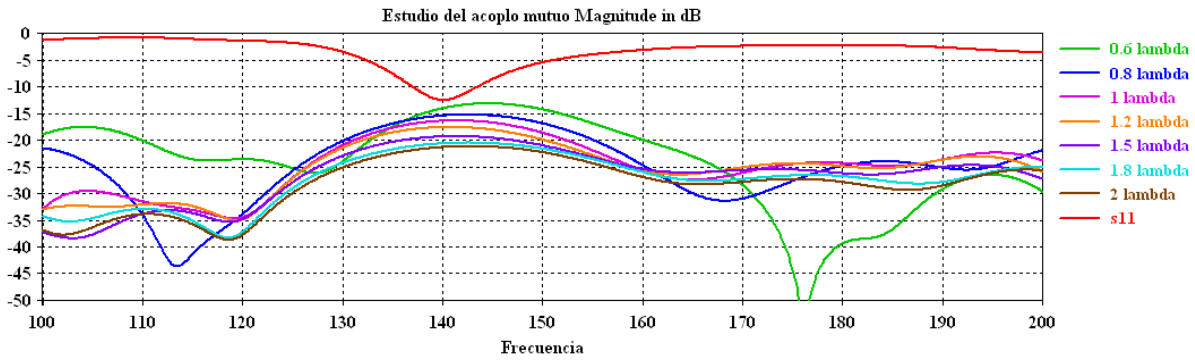


Figura 4.21: Estudio del acoplo mutuo en el segundo diseño del array.

Como se puede observar en este plano el acoplo es menor, ya que ni a la distancia menor de $0,6\lambda$ existe acoplo entre las ranuras.

En caso de diseñar un array plano, se tendría en cuenta que el acoplo es mayor en uno de los planos.

A continuación, como en el estudio de acoplo del plano H, antes de realizar la descripción del diseño del array con la superficie de pines, se ha simulado la estructura con una capa ideal de **PMC**.

Esto se consigue, como se ha introducido, insertando un hueco de aire después de las líneas microstrip y especificando en la opción “boundary conditions”, en z_{min} que $H_t = 0$, es decir, la condición de contorno de un **PMC**. Para realizar el estudio del acoplo se ha utilizado las mismas distancias definidas a lo largo de este TFG. El resultado de la simulación se muestra en la figura 4.22.

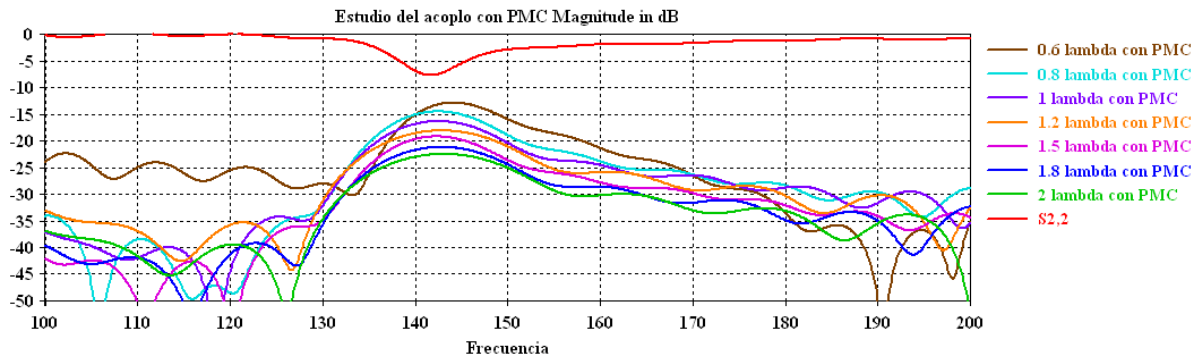


Figura 4.22: Estudio del acoplamiento mutuo del array con capa PMC.

Por último se ha diseñado el sistema conjunto del array junto con la superficie de pines. Para ello se ha seguido el mismo procedimiento que el descrito con el array anterior. El aspecto en el entorno de simulación del diseño se muestra en la figura 4.23.

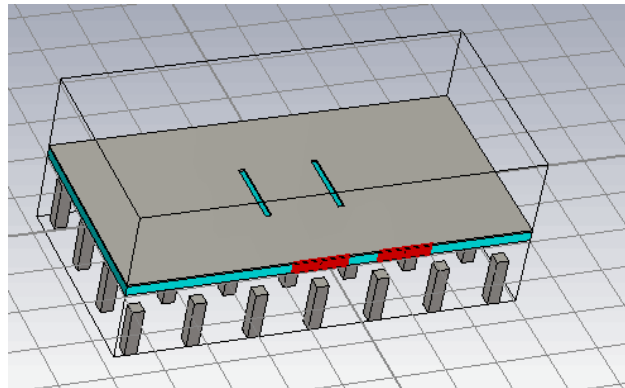


Figura 4.23: Aspecto del diseño final en el entorno de simulación CST.

Se ha tomado como base el diseño del array solo, y se ha cubierto el espacio de este con los pines, respetando las medidas obtenidas de estos especificados en la tabla 3.2.

El resultado del acoplo obtenido para este diseño se muestra en la figura 4.24.

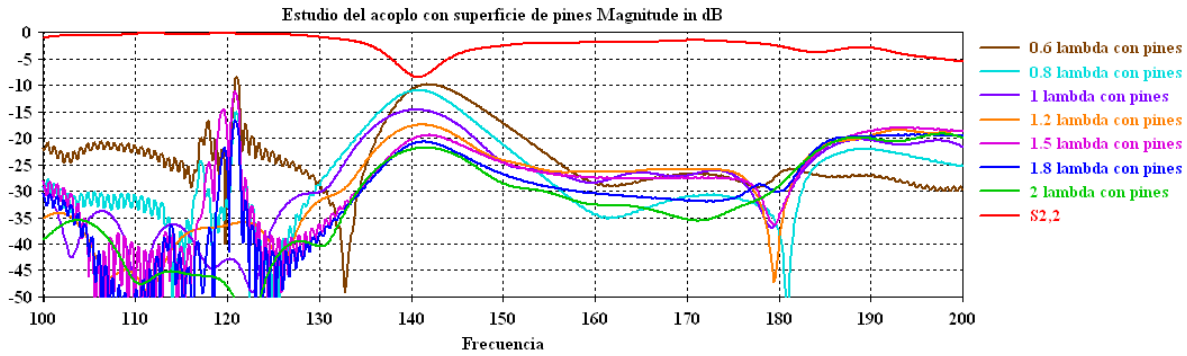


Figura 4.24: Estudio del acoplamiento mutuo del array con superficie de pines.

Con el fin de volver a presentar de manera clara los resultados obtenidos se va a realizar dos comparaciones:

- En primer lugar, en la figura 4.25 se muestra la comparación de los resultados obtenidos entre el array solo y el array con la superficie PMC

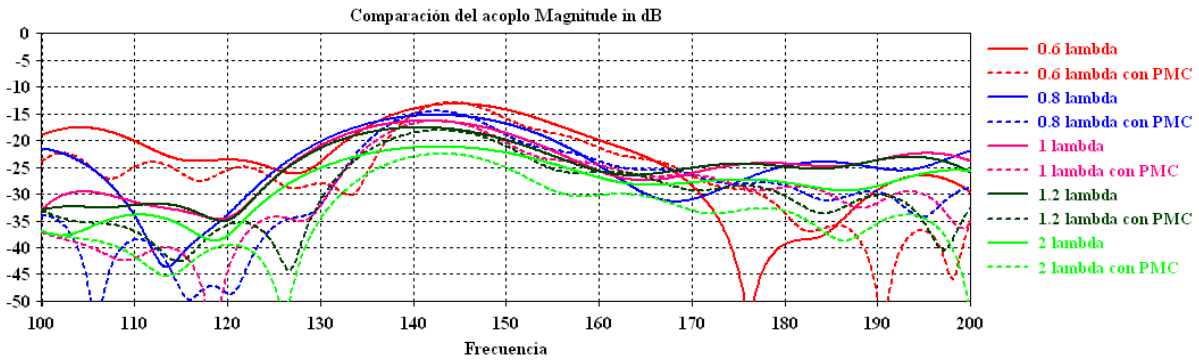


Figura 4.25: Comparación del acoplo entre el array con PMC y el array solo.

- Y en segundo lugar se compara los resultados obtenidos en las simulaciones del array con la superficie **PMC**, junto con el array diseñado con la superficie de pines

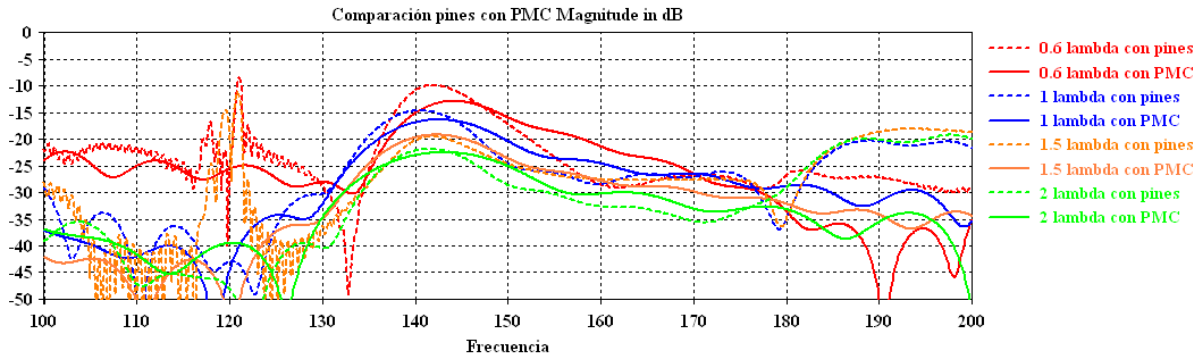


Figura 4.26: Comparación del acoplo entre el array con PMC y el array con pines.

Como se puede observar el comportamiento de los pines es muy similar al del **PMC** o en su defecto peor, mejor nunca será ya que los **AMC** no son **PMC** ideales, puesto que estos no existen como se ha visto a lo largo de este **TFG**.

En estos resultados no se ha vuelto a utilizar todos los valores, con el fin de que los resultados se presentaran de manera clara.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo como validación experimental se van a diseñar y construir prototipos a frecuencias más bajas, concretamente la antena va a funcionar a 5GHz, en vez de a 140GHz, debido a las limitaciones de construirla y medirla en el laboratorio de la Universidad.

En el laboratorio de radiofrecuencia de la Universidad Carlos III se cuenta con una tabla de pines como los diseñados en este TFG y funciona entre las bandas de 4 a 7.5GHz y de 7.5 a 10GHz, así que aprovechando que se dispone de este material se va a diseñar una antena que funcione dentro de esas bandas, por ejemplo, a 5GHz.

El slot diseñado tiene las siguientes medidas. La primera figura muestra la cara superior y la segunda la parte la cara inferior.

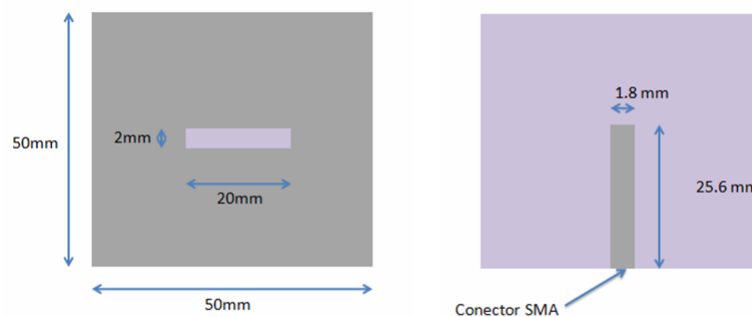


Figura 5.1: Medidas del prototipo construido

La parte que está de color gris es el metal y el resto es el sustrato, el cual, se trata de un dieléctrico de tipo Rogers 4003C con una permitividad relativa de $\epsilon_r = 3,38$ y un grosor de 0.813 mm.

El aspecto real del slot fabricado se puede observar en la figura 5.2.

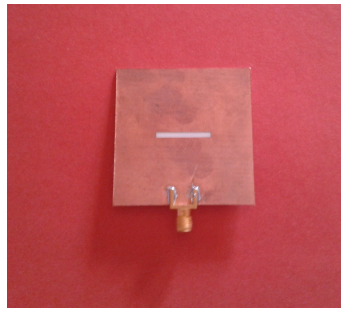


Figura 5.2: Fotografía de la antena fabricada.

Con este diseño, se han construido tres arrays con dos slots, separados con tres distancias diferentes, colocadas de mayor a menor distancia como se puede observar en la figura 5.3:

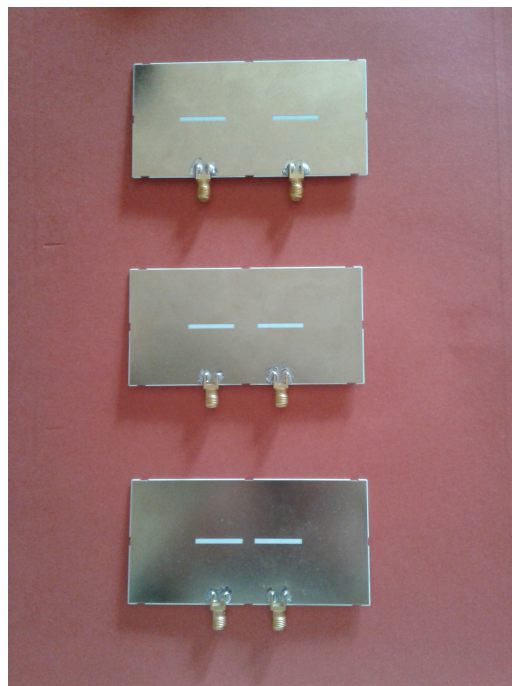


Figura 5.3: Fotografía de los arrays fabricados.

Por último, antes de mostrar los resultados experimentales, queda por presentar el sistema de pines con el que se ha contado para las medidas.

Se trata al igual que en todo el TFG de una superficie AMC llamada *bed of nails*. Las medidas de los diferentes pines son, la altura 10mm, el lado 1mm y están separados con una periodicidad de 20mm y por último un hueco de aire entre estos y la línea de 1mm (gap).

En la figura 5.4 se puede observar el aspecto físico de estos:

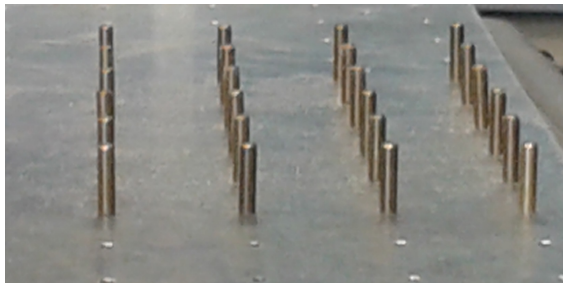


Figura 5.4: Fotografía de la superficie AMC.

Para las medidas de los diferentes prototipos se ha utilizado el analizador vectorial de redes que está disponible en los laboratorios de radiofrecuencia de la Universidad Carlos III.

5.1. Resultados de las medidas

A continuación se presentarán los resultados de las medidas hechas con el analizador vectorial de redes, es decir, se presentarán los parámetros S medidos. Con el parámetro s_{11} comprobaremos si la antena está bien adaptada y con el parámetro s_{21} reflejará el acoplo entre los slots del array.

Teóricamente, al analizar el acoplo de los tres arrays diferentes, se debería comprobar que gracias a la utilización de la superficie de pines, se reduce el acoplo entre los slots, es decir, que afectan menos el funcionamiento de uno sobre el otro.

En la primera figura se puede observar el parámetro s_{11} del slot solo comparado con el slot con los pines, el cual está bastante cerca de los 5 GHz por lo que está bien adaptada.

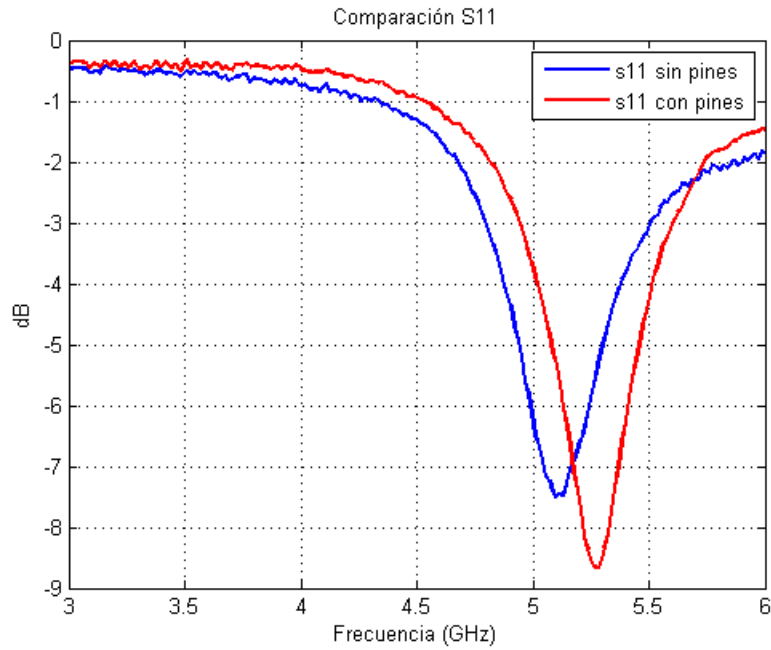


Figura 5.5: Medidas del s11 del slot construido.

La figura 5.6 muestra el montaje en el laboratorio para la realización de las medidas del array junto con la superficie de pines:

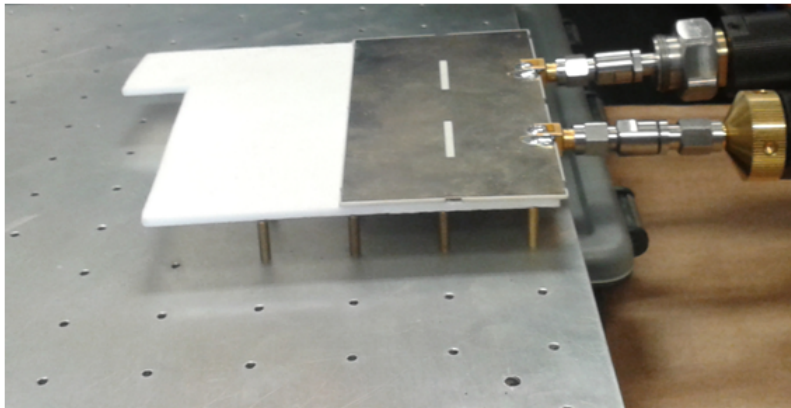


Figura 5.6: Montaje para la realización de medidas.

La figura 5.7 es el resultado de las medidas de los diferentes arrays junto con la superficie de pines, y su comparación con el caso de sin pines.

Cada curva representa el parámetro s_{21} con y sin pines, con el fin de comprobar si la superficie de pines mejora el acoplamiento que existe entre los slots del array.

Las medidas que se han utilizado para las distancias entre los slots son: 40mm, 30mm y 25mm.

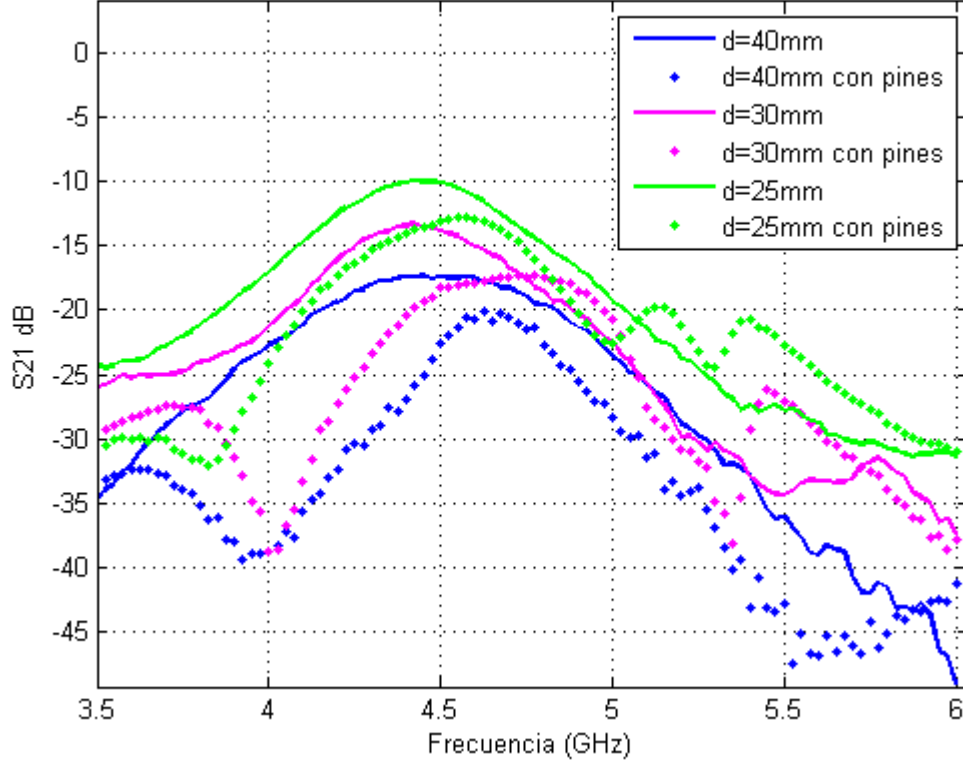


Figura 5.7: Resultado de las medidas del sistema completo.

Como se pueden observar en la gráfica anterior, el sistema mejora utilizando el sistema de pines, ya que queda por debajo del s_{21} con pines, lo que quiere decir que las antenas se interfieren menos la una al otro, es decir, que el acoplo disminuye. Además la frecuencia se desplaza ligeramente hacia arriba al añadir la capa de pines.

Otras medidas que se realizaron fueron, medir los array con una superficie metalizada, para demostrar que es un método peor que la superficie de pines ya que la antena se desapdata y el acoplo empeora como se puede ver en las figuras 5.8 y 5.9.

Estos resultados han sido aceptados para su presentación en la conferencia internacional Metamateriales 2013 que se celebrará en Burdeos en Septiembre [14].

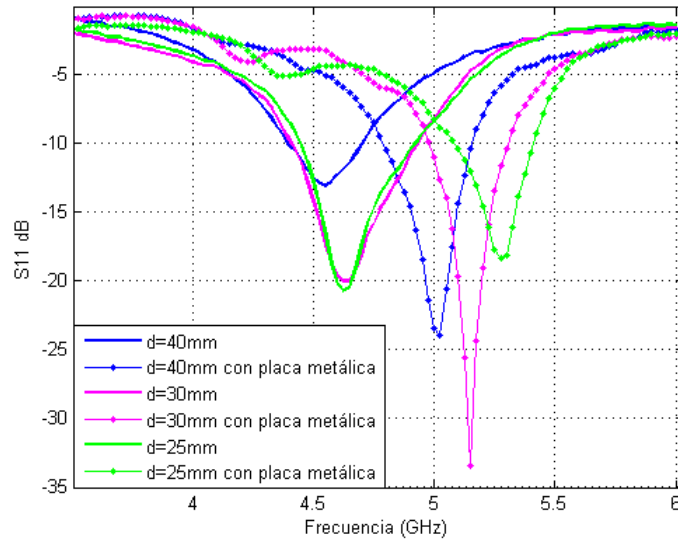


Figura 5.8: Resultado de las medidas de los arrays con la placa metálica.

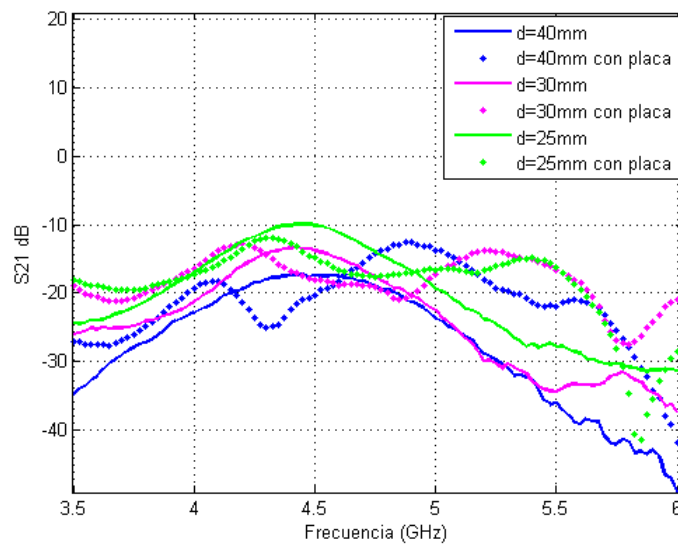


Figura 5.9: Resultado de las medidas de los arrays con la placa metálica.

CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS

6.1. Conclusiones

En este Trabajo fin de grado se ha realizado un array de slots con una superficie **AMC**, con el fin de comprobar si estos reducen el acoplo y la radiación trasera entre los elementos del array.

Se ha realizado en primer lugar el diseño del slot simple comprobando, que se trata de una antena poco directiva, esto quiere decir que el campo radiado no “apunta” a una dirección, sino como se puede comprobar en el diagrama de radiación es un lóbulo muy ancho. Cuando más estrecho es el lóbulo principal del diagrama de radiación mas directiva es una antena.

En segundo lugar se ha diseñado el sistema de pines. Como se ha comentado estos se comportan de manera parecida a un **PMC** debido a su alta impedancia por su estructura periódica de elementos. Para el diseño de estos se han establecido dos condiciones para que el sistema de pines funciones con un **PMC**, y son:

- La altura del pin no debe ser mayor de $\lambda/4$.
- La distancia entre los pines y la capa de metal no debe ser mayor de $\lambda/4$. Esta distancia viene de que, colocando un **PMC** a una distancia de $\lambda/4$ por debajo del **PEC** hace que no se propaguen modos de placas paralelas.

Con estas condiciones se ha hecho un barrido variando las medidas del pin con el fin de comprobar cómo varía la *stopband* en función de estos valores, sacando las siguientes conclusiones.

- Al variar el lado del pin hacia valores más altos, se hace más estrecha la banda de la *stopband*.
- Al aumentar la altura de los pines, la *stopband*, se desplaza hacia frecuencias más bajas, por lo que se puede sacar como conclusión que el periodo de separación entre los pines es inversamente proporcional a la frecuencia.
- Al disminuir el periodo de separación entre los pines, la *stopband* se va haciendo más estrecha.
- Por último, se ha comprobado que a medida que se aumenta el hueco de aire entre los pines y el dieléctrico (GAP) el límite superior de la *stopband* se va desplazando hacia frecuencias más bajas, por lo que se puede sacar como conclusión que el parámetro GAP es inversamente proporcional a la frecuencia superior de la banda y por tanto de la *stopband*.

Por otro lado se han diseñado dos arrays, uno en el plano E y el otro en el plano H, y se ha hecho un estudio sobre el acoplo de los elementos separándolos unas determinadas distancias.

El acoplo debe tanto a los campos radiados como a acoplos por alimentación, lo que provocan ondas superficiales o de placas paralelas.

Con los resultados que se han obtenido se puede sacar como conclusión que en el plano H hay más acoplo entre los elementos que en el plano E.

Por último se ha simulado ambos arrays por una parte con un **PMC** gracias a las condiciones de contorno que el programa CST Microwave Studio permite, y por otra lado con el sistema de pines diseñado con anterioridad.

Al comprobar los resultados obtenidos de las simulaciones del array con los obtenidos en el array con el **PMC**, se puede observar que el acoplo disminuye, aunque no todo lo

esperado. Esto se puede deber a que en el acoplo producido a este array predomina el acoplo por radiación, por lo que un PMC no podría corregirlo, ya que el uso de estos es para disminuir el acoplo que se produce por ondas de superficie o modos de placas paralelas. Además, la comparación con el array “abierto” puede ser engañosa ya que las ranuras radian mucho hacia atrás y eso es energía que no se acopla.

Por otro lado al comprobar los resultados obtenidos con el sistema de pines, vemos que estos se comportan de manera similar que los PMC, por lo que la superficie AMC está bien diseñada.

Para finalizar, aprovechando que en el laboratorio de Radiofrecuencia de la Universidad Carlos III, hay una superficie de pines construida y que trabaja en unas bandas de frecuencia de 4 a 7,5GHz y de 7.5 a 10GHz se han construido unos prototipos de los arrays y del slot que trabajan a una frecuencia de 5GHz, y se han realizado una serie de medidas. En ellas se ha verificado experimentalmente que los pines reducen el acoplo entre antenas.

Por otro lado habría sido muy difícil implementar la antenna diseñada en este TFG, ya que se ha estado trabajando a muy altas frecuencias, lo que supone una antenna milimétrica y difícil de medir.

Con los resultados obtenidos se puede ver que efectivamente el sistema de pines ayuda a mejorar el acoplo entre los elementos del array.

Estos resultados han sido aceptados para su presentación en la conferencia internacional Metamateriales 2013 que se celebrará en Burdeos en Septiembre.

6.2. Líneas futuras

Como líneas futuras a seguir a partir de este TFG pueden ser:

- Diseñar un array de más elementos, o un array plano teniendo en cuenta en que plano existe más acoplo entre los elementos.
- Diseñar el sistema de alimentación del array, ya que en este TFG la alimentación se lleva a cabo por dos líneas microstrip, se puede hacer un diseño en forma de “T”, con un divisor de potencia.

- Investigar sobre el sistema de pines, diseñarlo para otras bandas de frecuencias, y utilizarlo para un array con más elementos. Analizar alternativas de superficies **AMC**.
- Cambiar el orden de nuestro diseño, es decir, que la capa metalizada donde se extrae la ranura esté sobre aire en vez de sobre el dieléctrico, de esta manera al propagarse la onda en el aire en vez de en el dieléctrico se tendrán menos pérdidas. Pero existe el inconveniente de diseñar “algo” en lo que se apoye el plano metalizado.

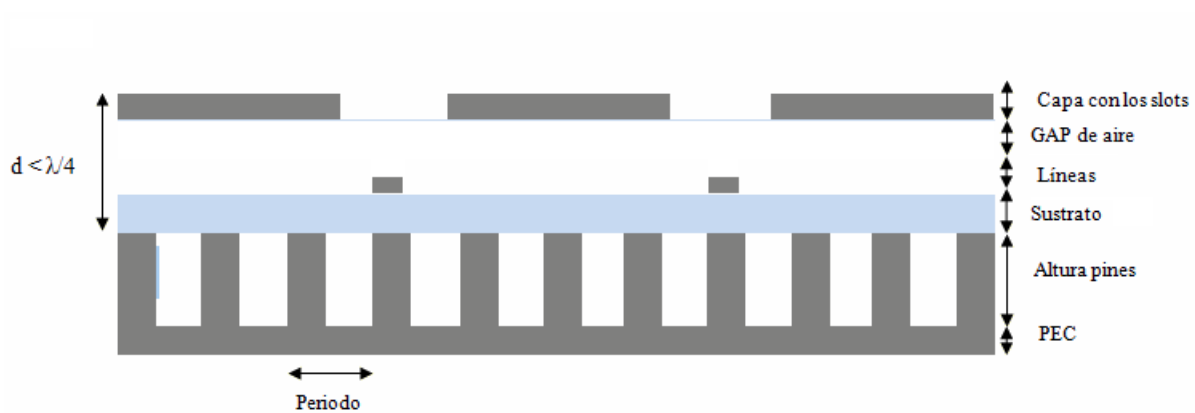


Figura 6.1: Aspecto aproximado del nuevo diseño.

- Realizar el estudio en radiación de las antenas diseñadas.
- Fabricar prototipos en las frecuencias de diseño de 140GHz.

PRESUSPUESTO

En este capítulo, se pretende justificar los costes globales de la realización de este TFG, una vez que se ha finalizado la realización y la elaboración de la memoria de este.

El cálculo del presupuesto está basado en las horas empleadas en la realización del proyecto y en el coste de los materiales utilizados.

De tal manera que el presupuesto queda de la siguiente manera:

- En primer lugar se estimará las horas invertidas:

TEMAS	HORAS
Planificación inicial del proyecto y documentación	30
Aprendizaje del manejo de CST microwave studio	30
Diseño del slot	30
Estudio de la superficie AMC y documentación	180
Diseño del array	100
Estudio y simulaciones del diseño completo	90
Realización de la memoria	210
Total	670

Tabla 7.1: Resumen de las horas invertidas

- En segundo lugar, los materiales utilizados:

MATERIAL	PRECIO (EUROS)
Prototipos contruidos	400

Tabla 7.2: Materiales utilizados

En los materiales utilizados no se ve oportuno incluir el equipo de mesa, puesto que no se ha adquirido para la realización del proyecto directamente, al igual que el analizador vectorial de redes y la superficie de pines, ya que estos materiales ya se encontraban disponibles en el laboratorio de Radiofrecuencia de la Universidad.

- A continuación se especifica el precio por hora del trabajo realizado para añadirlo a los costes totales. Las horas realizadas por la autora, como no se posee el título de ingeniera, se tarifica como becaria, el precio estimado es de 5.5 €/mes y el precio estimado de las horas realizadas por la tutora es de 60 €/mes. Por lo tanto el presupuesto total quedaría de la siguiente forma:

Horas empleadas como becaria	$670 \times 5,5 \text{ €/mes} = 3685$
Horas empleadas por la tutora del TFG	$35 \times 60 \text{ €/mes} = 2100$
Materiales	400
Coste total del TFG	6185

Tabla 7.3: Presupuesto total.

APÉNDICES

8.1. Apéndice A: CST Microwave Studio

Para la realización de este TFG, la herramienta principal de trabajo ha sido el programa CST Microwave Studio.

Es un software para el análisis y diseño electromagnéticos en rangos de altas frecuencias, simplifica el proceso de creación de la estructura que se quiera diseñar, gracias a la calidad de los gráficos y las diferentes opciones para crear diferentes formas y componentes.

Tiene diferentes modelos de simulación, el que se ha utilizado es “Transient Solver”, ya que es una de las herramientas más flexible y permite simular los diseño electromagnéticos realizados en este TFG.

8.2. Apéndice B: Analizador vectorial de redes.

El aparato utilizado para realizar las medidas del capítulo 5, es un analizador vectorial de redes, un instrumento capaz de analizar propiedades de diseños eléctricos como puede ser la reflexión y transmisión de señales, es decir, capaz de determinar los parámetros S del sistema.

Hay dos tipos principales de analizador de redes, el escalar, Scalar Network Analyzer (SNA) y el que se ha utilizado en este TFG, el vectorial, Vector Network Analyzer (VNA).

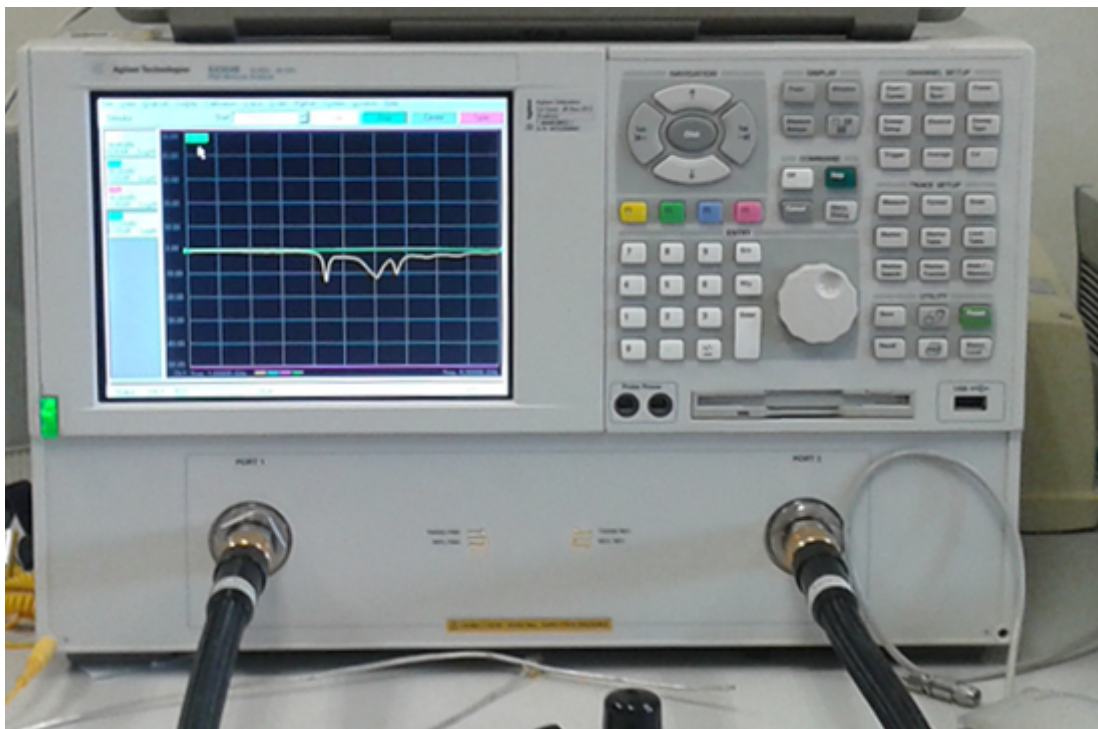


Figura 8.1: Fotografía analizador vectorial de redes, laboratorio Universidad Carlos III.

Bibliografía

- [1] J. M. G. Arbesu, E. Ubeda, and J. Romeu, “Metamateriales en microondas y antenas,” *Revista Buran numero 20*, December 2003.
- [2] E. R. Iglesias and P. S. Kildal, “Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides,” *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 5, Iss. 3, pp. 282–289, 2011.
- [3] E. R. Iglesias, A. U. Zaman, and P. S. Kildal, “Parallel plate cavity mode suppression in microstrip circuit packages using a lid of nails,” *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, VOL. 20, NO. 1, JANUARY 2010.
- [4] P. S. Kildal, A. Zaman, E. R. Iglesias, E. Alfonso, and A. V. Nogueira, “Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression,” *IET Microw. Antennas Propag.* Vol. 5, Iss. 3, pp. 262–270, 2011.
- [5] IEEE *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, May 2008.
- [6] Y. Yoshimura, “A microstrip-fed slot antenna,” *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.vol. MTT-20*, pp. 1–5, Nov. 1972.
- [7] C. A. Balanis, “Antenna theory analysis and design,” *Third Edition, John Wiley and Sons*, 2005.

- [8] M. K. T. Al-Nuaimi and W. G. Whittow, "On the miniaturization of microstrip line-fed slot antenna using various slots," *Loughboough antennas and propagation conference*, pp. 1–5, 2011.
- [9] I. T. Reyes, "Aplicacion de las superficies de alta impedancia al diseno de antenas de hilo de bajo perfil," *Proyecto Final de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid*, June 2008.
- [10] E. Pucci, P. S. Kildal, and E. R. Iglesias, "Evaluation of casses in microstrip gap waveguide for slot antennas applications," 2012.
- [11] M. G. Silveirinha, C. A. Fernandes, and J. R. Costa, "Electromagnetic characterization of textured surfaces formed by metallic pins," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 56, NO. 2*, February 2008.
- [12] E. Rajo-Iglesias, P.-S. Kildal, A. U. Zaman, and A. Kishk, "Bed of springs for packaging of microstrip circuits in the microwave frequency range," *IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, VOL. 2, NO. 10*, October 2012.
- [13] P.-S. K. A. Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso, and A. Valero-Nogueira, "Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression," *IET Microw. Antennas Propag., 2011, Vol. 5, Iss. 3*, pp. 262–270, 2011.
- [14] L. C. Moron, L. I. Sanchez, and E. R. Iglesias, "Design slots arrays by using gap waveguide technology," *Aceptado para el congreso Metamateriales*, 2013.